

HF Design eines Transponders zur Kalibrierung satellitengestützter SAR-Systeme

MASTERARBEIT

Eidgenössische Technische Hochschule Zürich (ETH)
Departement Informationstechnologie und Elektrotechnik

durchgeführt am

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V. (DLR)
Institut für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme

Philipp Looser

November 2009 – Juni 2010

Betreuer: Prof. Dr. Ing. Rüdiger Vahldieck (ETH)
Dipl. Ing. Oliver Lauer (ETH)
Dr. Ing. Marco Schwerdt (DLR)
Dipl. Ing. Björn Döring (DLR)



Eidgenössische Technische Hochschule Zürich
Swiss Federal Institute of Technology Zurich



Deutsches Zentrum
DLR für Luft- und Raumfahrt e.V.
in der Helmholtz-Gemeinschaft

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung.....	1
2	Theoretische Grundlagen	3
2.1	Radargrundlagen	3
2.1.1	Konventionelles Radar mit realer Apertur	3
2.1.2	Radar mit synthetischer Apertur (SAR).....	5
2.2	Radarquerschnitt.....	7
2.3	Kalibrierung	9
2.3.1	Geometrische Kalibrierung.....	9
2.3.2	Radiometrische Kalibrierung.....	10
2.4	Bezug zur Arbeit	10
3	Transponder	11
3.1	Einleitung	11
3.2	Dimensionierung.....	11
3.3	Aufbau	13
3.3.1	Digitaleinheit	15
3.3.2	Empfangszweig	15
3.3.2.1	Antenne	15
3.3.2.2	Verstärker.....	16
3.3.2.3	Dämpfungsglied	16
3.3.2.4	Mischer.....	17
3.3.2.5	Filter	18
3.3.3	Sendezweig	19
3.3.3.1	Dämpfungsglied	20
3.3.3.2	Isolator ISO3	20
3.3.3.3	Verstärker	20
3.3.4	Frequenzerzeugung	20
4	Interne Kalibrierung (ICAL).....	22
4.1	Notwendigkeit einer internen Kalibrierung	22
4.1.1	Temperaturstabilität.....	22
4.1.1.1	Temperaturabhängigkeit des Materials.....	22
4.1.1.2	Temperaturabhängigkeit von typischen HF-Verstärkern	23
4.1.1.3	Rückschlüsse zum Temperaturverhalten von HF-Bauteilen	24
4.1.2	Alterung	24
4.1.2.1	Alterungseffekte von passiven Bauteilen	25
4.1.2.2	Alterungseffekte von aktiven Bauteilen	25
4.1.2.3	Abschätzung der Alterung anhand der TerraSAR-X-Transponder.....	25
4.1.2.4	Rückschlüsse.....	28
4.1.3	Zusammenfassung	29
4.2	ICAL-Strategie mit Detektorschaltung	29
4.2.1	Funktionsweise	30
4.2.2	Beurteilung der ICAL-Strategie	31

4.3	Verbesserte ICAL-Strategie.....	32
4.3.1	Funktionsweise	32
4.3.2	Kalibrierverfahren	33
4.3.2.1	<i>Kalibrierung mittels eines monofrequenten Signals</i>	<i>34</i>
4.3.2.2	<i>Kalibrierung mittels Pulskompression</i>	<i>34</i>
4.3.2.3	<i>Stepped-Frequency-Verfahren.....</i>	<i>35</i>
4.3.2.4	<i>Bestimmung der Übertragungsfunktion mittels Sprungfunktion</i>	<i>36</i>
4.3.2.5	<i>Zusammenfassung der verschiedenen Kalibrierverfahren</i>	<i>36</i>
4.4	Zusammenfassung	37
5	Einführung Fehlerbetrachtung.....	39
5.1	Offsetfehler	39
5.2	Langzeitstabilität.....	39
5.3	Kurzzeitige Stabilität	40
6	Langzeitstabilität	41
6.1	Temperaturabhängigkeit.....	41
6.1.1	Messverfahren für 2-Tor Komponenten.....	42
6.1.2	Temperaturabhängigkeit der kritischen 2-Tor Komponenten	44
6.1.3	Messverfahren für 3-Tor Komponenten.....	45
6.1.4	Relative Temperaturabhängigkeit der kritischen 3-Tor Komponenten	45
6.1.5	Temperaturverhalten des Transponders.....	49
6.2	Alterung	51
6.2.1	Wiederholgenauigkeit des Schalters	52
6.3	Zusammenfassung	54
7	Detaillierte Analyse der kurzzeitigen Stabilität.....	56
7.1	Einführung.....	56
7.2	Empfangsantenne	57
7.3	Passive Komponente	59
7.4	Verstärker	60
7.5	Mischer.....	61
7.5.1	Einfluss des Rauschanteils aus dem Spiegelfrequenzband	61
7.6	Analog-Digital-Wandler (ADC)	65
7.6.1	Fehlerquellen eines ADC	66
7.6.2	Quantisierungsfehler.....	67
7.6.2.1	<i>Lineare Fehler</i>	<i>69</i>
7.6.2.2	<i>Nichtlinearitäten</i>	<i>71</i>
7.6.2.3	<i>Ansätze zur Rauschreduktion und Fehlerkorrektur.....</i>	<i>73</i>
7.6.3	Phasenrauschen	75
7.6.3.1	<i>Amplitudenmodulation des Phasenrauschens.....</i>	<i>76</i>
7.6.3.2	<i>Frequenzmodulation des Phasenrauschens.....</i>	<i>76</i>
7.6.3.3	<i>Ansätze zur Fehlerkorrektur</i>	<i>77</i>
7.6.4	Äquivalentes Eingangsbezogenes Rauschen	77
7.6.5	Gesamtfehler	78

7.7	Digital-Analog-Wandler (DAC)	79
8	Rauschen des Gesamtsystems	82
8.1.1	Rauschen im Betriebsmodus	83
8.1.2	Rauschen im Kalibriermodus	86
9	Zusammenfassung und Rückschlüsse	89
A	Anhang	93
A.I	Link Budget	93
A.II	Schaltplan	94
A.III	Pegelplan für den Betriebsmodus	95
A.IV	Pegelplan für den Kalibriermodus	96
A.V	Einfluss der Nichtlinearitäten auf das Gesamtsystem	97
A.VI	Messgenauigkeit des NWA	100
A.VI.1	Einführung	100
A.VI.2	Arten von Messfehlern	100
A.VI.3	Temperaturabhängigkeit	100
A.VI.4	Rauschen des NWA	101
A.VI.5	Messaufbau für kurzzeitige Stabilitätsmessungen	102
A.VI.6	Messaufbau für Langzeit-Stabilitätsmessungen	103
A.VI.7	Zusammenfassung	104
B	Literaturverzeichnis	107

1 Einleitung

Seit den Anfängen des Weltraumzeitalters spielen Satelliten eine wichtige Rolle in der Erdbbeobachtung; seien es Spionagesatelliten zu militärischen Zwecken, Wettersatelliten für die Meteorologie oder Erdkundungssatelliten für zivile und wissenschaftliche Nutzung. Neben den in der Öffentlichkeit durch Dienste wie Google Earth bekannten optischen Erdkundungssatelliten, stellen Radarsatelliten ebenfalls eine wichtige Informationsquelle dar. Sie verfügen statt einer hochauflösenden Kamera über ein Radar, mit dem die Rückstreuung eines ausgesendeten Radarimpulses von der Erdoberfläche aufgezeichnet wird. Obwohl die Auflösung von Radarsatelliten aufgrund der verwendeten Wellenlänge prinzipiell schlechter ist als die von optischen Systemen, bieten sie eine Reihe von Vorteilen. Dazu gehört die weitgehende Unabhängigkeit von Wettereinflüssen, da elektromagnetische Wellen im Mikrowellenbereich im Gegensatz zum jenen im optischen Bereich auch Wolken durchdringen können. Zudem ermöglicht ein Radarsatellit Aufnahmen zu jeder Tages- und Nachtzeit, da er nicht auf die Sonne als Beleuchtungsquelle angewiesen ist.

Das Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) betreibt seit 2007 den ersten deutschen, zivilen Erdbbeobachtungssatelliten TerraSAR-X und steht kurz vor dem Start eines zweiten baugleichen Satelliten. Bei den beiden Satelliten TerraSAR-X und TanDEM-X handelt es sich um Radarsysteme mit synthetischer Apertur, die im X-Band arbeiten und die Erde in einer Art Helixformation umkreisen werden. Mittels verschiedener Prozessierungsarten können aus den Rohdaten unterschiedliche Informationen über die Erdoberfläche gewonnen werden. Diese Daten lassen sich für eine Vielzahl von – hauptsächlich wissenschaftlichen – Anwendungen nutzen. Einige Beispiele sind das Erstellen von Karten und digitalen Geländemodellen, die Bestimmung der Biomasse und Gletscherbewegungen sowie die Gewinnung von Verkehrsinformationen. Besonders interessant ist der Einsatz solcher Satelliten um nach einer Umweltkatastrophe – unabhängig von den Wetterbedingungen – möglichst schnell ein Bild der Lage zu erhalten sowie für die Kartierung von Gebieten, welche ständig mit Nebel bedeckt und somit der optischen Aufklärung nicht zugänglich sind.

Wie bei jeder Messung wird die Qualität der Daten massgeblich durch die Genauigkeit und/oder Stabilität des Messgeräts bestimmt. Im Falle eines Radarsystems muss sowohl das Radarinstrument als auch das gesamte Satellitensystem präzise abgestimmt werden. Um optimale und verlässliche Ergebnisse zu erzielen beschäftigt sich die Fachgruppe *Kalibrierung* im Institut *Hochfrequenztechnik und Radarsysteme* des DLR seit mehr als 20 Jahren mit der Kalibrierung solcher satellitengestützter Radarsysteme. Hierzu werden neben Systemanalysen und der Langzeitüberwachung des Instruments insbesondere Vermessungen des gesamten SAR-Systems

gegen präzise Referenzziele durchgeführt. Für diese sogenannte externe Kalibrierung werden passive und aktive Ziele eingesetzt.

Bei passiven Referenzzielen handelt es sich unter anderem um mechanische Objekte mit genau bekanntem Rückstreuverhalten. Durch die Messung des Rückstreukoeffizienten während eines Überflugs und dem Vergleich mit dem Sollwert lassen sich Korrekturwerte ableiten, die zum Abgleich des Systems verwendet werden. Aktive Referenzziele sind Transponder, die das Satellitensignal empfangen und verstärkt zurücksenden (Abbildung 1-1). Sie dienen demselben Zweck wie passive Referenzziele bieten aber zusätzlich entscheidende Vorteile. Zum einen ist die Baugröße eines Transponders bedeutend kleiner als die seines passiven Äquivalents, zum anderen ermöglichen sie die Speicherung des empfangenen Radarpulses sowie die Verzögerung oder Veränderung des zurückgesendeten Signals.

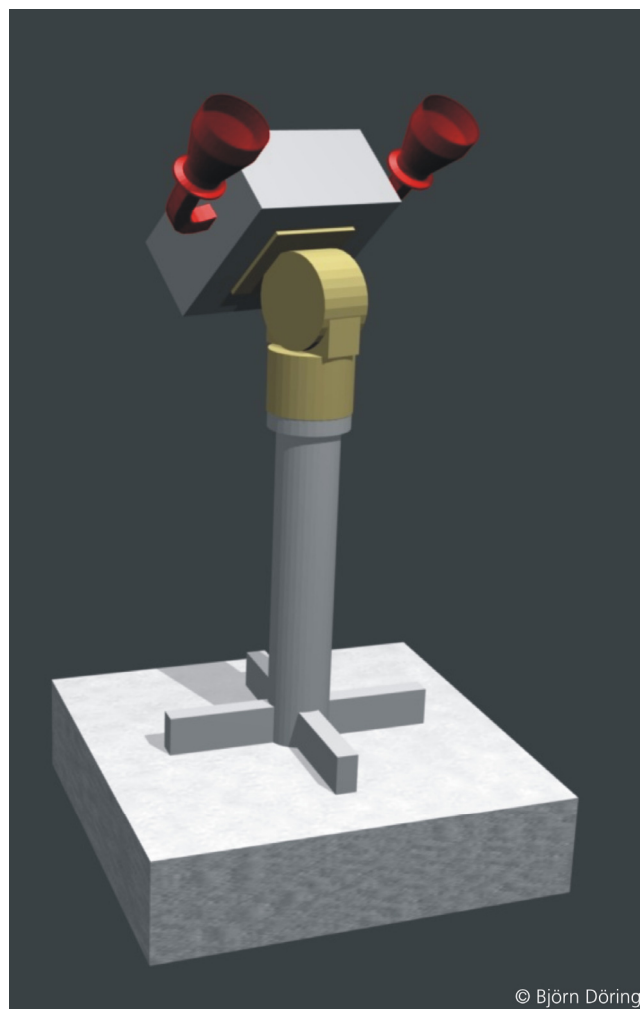


Abbildung 1-1: Modell eines Transponders mit Stativ und 2-Achsen-Positionierer zur automatischen Ausrichtung auf den Satelliten.

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung der Hochfrequenzbaugruppe und der Entwurf einer geeigneten internen Kalibrierstrategie für einen neuen, präzisen Transponder mit einer angestrebten radiometrischen Stabilität von 0.1 dB ($1-\sigma$).

2 Theoretische Grundlagen

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen von Radarsystemen und zum Radarquerschnitt, dem wichtigsten Parameter des zu entwickelnden Referenzziels, erklärt. Die hier erläuterten Zusammenhänge und die eingeführten Begriffe bilden die Grundlage für das Verständnis der darauffolgenden Kapitel.

2.1 Radargrundlagen

Dieser Abschnitt gibt einen kurzen Einblick in die Funktionsweise von Radarsystemen mit realer und mit synthetischer Apertur. Ein Radar mit synthetischer Apertur (SAR) stellt eine Weiterentwicklung eines konventionellen Radars (mit realer Apertur) dar, mit dem, durch Modulation des Radarpulses und entsprechender Prozessierung des empfangenen Echos, eine bedeutend höhere Auflösung erzielt werden kann.

2.1.1 Konventionelles Radar mit realer Apertur

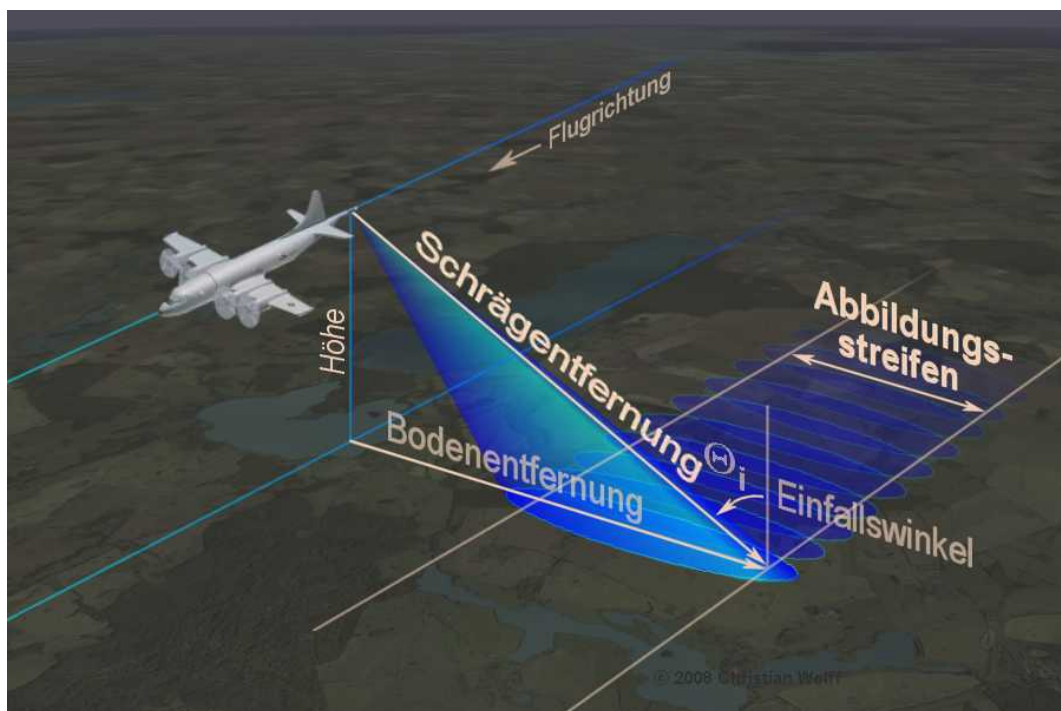


Abbildung 2-1: Abbildung der Erdoberfläche mit einem flugzeuggetragenen Radar mit realer Apertur. Der blaue Kegel stellt die Keulbreite (3dB-Öffnungswinkel) der Antenne dar und gibt somit den Bereich der Erdoberfläche an, der während eines Pulses beleuchtet wird.¹⁾

Abbildung 2-1 zeigt die Funktionsweise eines flugzeuggetragenen Radars mit realer Apertur. Zur Abbildung der Erdoberfläche wird eine Folge von Pulsen ausgesendet und die von den angestrahlten Objekten reflektierten Echos empfangen. Durch die Messung der Laufzeit kann

¹⁾ Quelle: <http://www.radartutorial.eu> (Stand April 2010).

die Entfernung zum Objekt und somit dessen Position in Entfernungsrichtung (Ausbreitungsrichtung der Radarstrahlen) bestimmt werden. In Flugrichtung ergibt sich die Position des Objekts aus der Beleuchtungsgeometrie, da bei jedem Puls bloss ein schmaler Streifen der Erdoberfläche abgedeckt wird.

Ein wichtiges Qualitätskriterium eines Radars ist seine geometrische Auflösung. Sie beschreibt den minimalen Abstand zweier Objekte, die gerade noch als solche unterschieden werden können. Dabei wird zwischen der Auflösung in Entfernungsrichtung (Ausbreitungsrichtung der Radarstrahlen) und orthogonal dazu (in Flugrichtung) unterschieden. In Entfernungsrichtung wird die Distanz zu einem Objekt durch die Laufzeit des Radarpulses bestimmt. Wird der ausgesendete Puls von mehreren Objekten reflektiert, können nur jene Objekte voneinander unterschieden werden, deren Echos sich zeitlich separieren lassen. Anderenfalls wird nur ein Ziel detektiert (Abbildung 2-2).

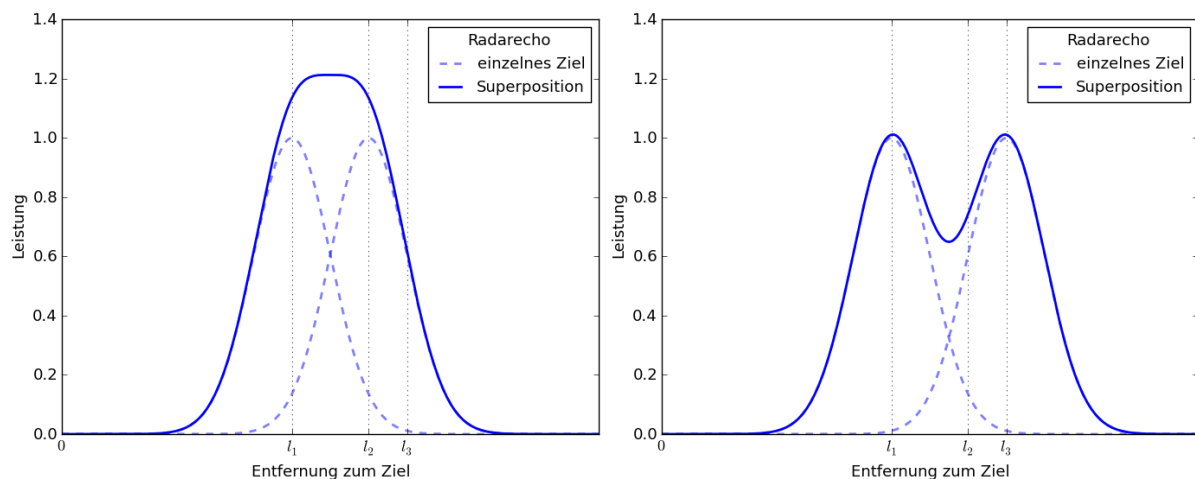


Abbildung 2-2: Diese Abbildung zeigt das vom Radar empfangene Echo zweier Objekte mit unterschiedlichem Abstand. Für den Fall, dass die Objekte nahe beieinander liegen (links) wird nur ein Ziel erkannt. Sind sie hingegen genügend weit entfernt (rechts) können sie als zwei individuelle Ziele detektiert werden.

Somit ergibt sich die Auflösung in Entfernungsrichtung aus der Pulsdauer bzw. der Bandbreite des Radarpulses. Die Beziehung zwischen Pulsdauer τ_p und Bandbreite B drückt man als Zeit-Bandbreiten-Produkt aus und beträgt für unmodulierte Signale eins [1].

$$B \cdot \tau_p = 1 \quad (2-1)$$

Der Zusammenhang zwischen Auflösung und Pulsdauer stellte für die Entwickler der ersten Radargeneration eine grosse Hürde dar. Durch die, für eine gute Auflösung benötigten, kurzen Pulse ist die mittlere Sendeleistung – und infolgedessen die Reichweite – beschränkt. Aus diesem Grund musste, abhängig vom Verwendungszweck des Radars, ein Kompromiss bezüglich der Pulsdauer gefunden werden.

Im Gegensatz zur Auflösung in Entfernungsrichtung, hängt die Auflösung in Flugrichtung (auch Azimutrichtung genannt) nicht von der Pulsdauer ab. Wie in Abbildung 2-1 ersichtlich, werden bei jedem Puls nur die Ziele innerhalb des 3dB-Öffnungswinkels der Antenne beleuchtet. Da jeder Puls im Radarbild durch einen Streifen mit der Breite eines Pixels dargestellt wird, ergibt sich die erreichbare Auflösung in Azimutrichtung durch den 3dB-Öffnungswinkel der Antenne. Um eine hohe Auflösung zu erzielen, ist – aufgrund des umgekehrt proportionalen Zusammenhangs zwischen Antennenlänge und 3dB-Öffnungswinkel – eine lange Antenne notwendig. Für ein Satellitenradar mit einer Entfernung von 700 km zum Ziel, einer Betriebsfrequenz von 10 GHz und einer gewünschten Auflösung von einigen Metern wäre deshalb eine mehrere Kilometer lange Antenne nötig. Da dies aus technischen Gründen nicht möglich ist, eignen sich Satelliten-Radarsystemen mit realer Apertur nicht zur Erzeugung hochauflösender Bilder.

2.1.2 Radar mit synthetischer Apertur (SAR)

Im vorhergehenden Abschnitt wurden die Grenzen von Radarsystemen mit realer Apertur bezüglich der geometrischen Auflösung in Entfernungs- und Azimutrichtung aufgezeigt. Diese Einschränkungen werden bei einem Radar mit synthetischer Apertur (SAR), durch Anwendung einer sogenannten Pulscompression, aufgehoben. Dazu wird bei einem SAR-System ein langes Signal dahingehend moduliert, dass es eine grosse effektive Bandbreite B besitzt (beispielsweise wie in Abbildung 2-3 oben). Dadurch werden Zeit-Bandbreiten-Produkte erreicht, die einige Zehnerpotenzen höher sind als bei unmodulierten Signalen. Nach einer Kreuzkorrelation des empfangenen Echos mit einer geeigneten Referenzfunktion entsteht daraus ein Puls, dessen Dauer um den Faktor B kleiner ist als das ausgesendete Signal. Gemäss der Theorie des Optimalfilters (engl. *matched filter*) eignet sich als Referenzfunktion eine Kopie des gesendeten Signals. Das resultierende Ausgangssignal wird Impulsantwort genannt und ergibt für ein Punktziel ein Sinc-Signal, dessen Skalierungsfaktor eine Funktion der Übertragungscharakteristik des Zieles ist und dessen Maximum die Position des Objektes in Entfernungsrichtung angibt (Abbildung 2-3 unten). Durch diese Technik wird bei gleichbleibender Reichweite – aufgrund der grossen Bandbreite – eine um Grössenordnungen höhere geometrische Auflösung in Entfernungsrichtung erzielt.

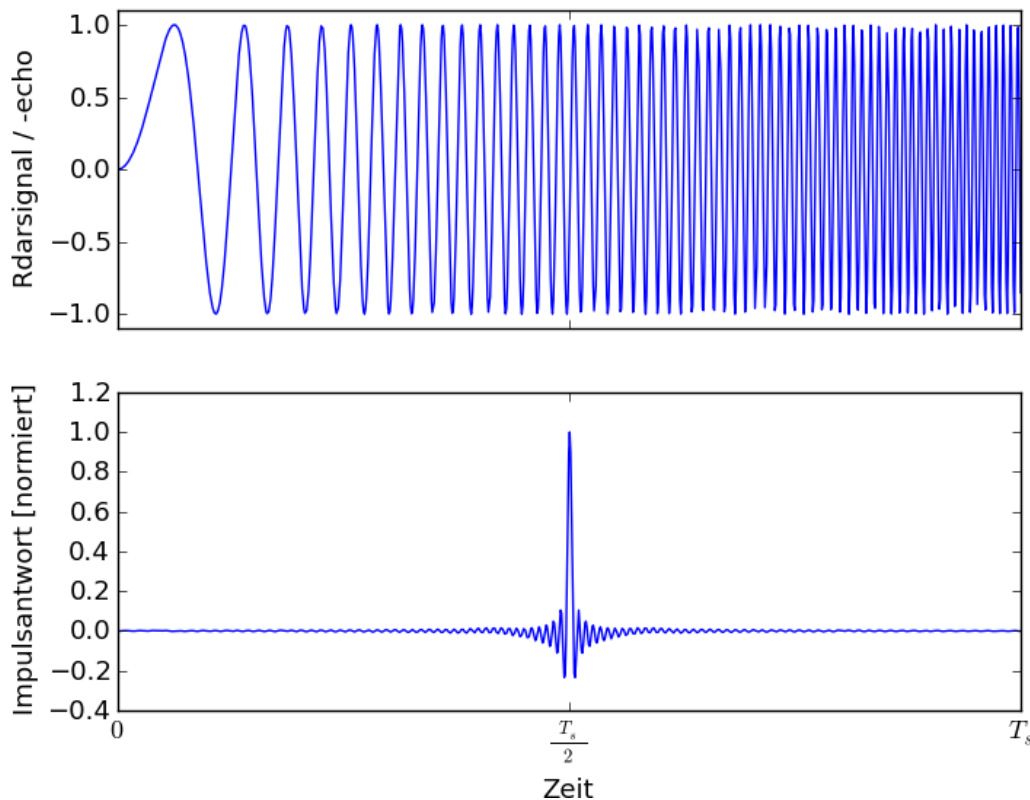


Abbildung 2-3: Der obere Plot zeigt ein linear frequenzmoduliertes Radarsignal von der Dauer T_s . Nach der Puls-kompression des empfangenen Echos (Kreuzkorrelation mit einer Replika des gesendeten Signals) ergibt sich für jedes Ziel ein deutliches Maxima (unten), aus dem der Rückstreu-koeffizient des Ziels abgeleitet werden kann.

Um die Auflösung in Azimutrichtung zu verbessern wird jedes Gebiet der Erdoberfläche von mehreren aufeinanderfolgenden Pulsen beleuchtet und die entsprechenden Echos entlang der Flugrichtung phasenkohärent aufgezeichnet. Durch die Bewegung des Radars ändert sich dabei der Abstand zum Ziel, was eine Phasendrehung und damit eine lineare Frequenzmodulation der einzelnen Echos bewirkt². Somit lässt sich durch eine zweite Pulskompression mit der entsprechenden Referenzfunktion auch die Auflösung in Flugrichtung verbessern. Die Referenzfunktion ergibt sich aus der Beleuchtungsgeometrie und der Pulswiederholfrequenz. Ein Radarsystem, das diese Technik verwendet, nennt man Radar mit synthetischer Apertur (SAR), da aus einer geometrisch kleinen Antenne mittels kohärenter Prozessierung eine Antenne mit grosser Apertur und somit hoher Auflösung synthetisiert wird. Das durch die Prozessierung erzeugte Radarbild enthält den Skalierungsfaktor der einzelnen Impulsantworten als Grauwerte codiert. Nebst der besseren geometrischen Auflösung hat diese Prozessierung weitere Vorteile. So werden die, dem Echo überlagerten unkorrelierten Störungen (wie beispielsweise andere Sender oder Rauschen) durch die Kreuzkorrelation mit der Referenzfunktion zusätzlich unterdrückt. Neben den erwähnten Vorteilen haben SAR-Systeme auch Nachteile, deren offensichtlichster die erhöhte Komplexität des Senders und des Empfängers darstellt.

²⁾ Dieser Zusammenhang zwischen Abstands- und Frequenzänderung ist allgemein als Dopplereffekt bekannt.

2.2 *Radarquerschnitt*

Radarziele werden im Allgemeinen durch ihren Rückstreuquerschnitt (RCS) beschrieben [2]. Er gibt an, wie viel der auftreffenden Leistung in Richtung der Radarquelle zurückreflektiert wird. Dazu wird das Verhältnis der reflektierten zur einfallenden Leistung mit dem, einer isotrop reflektierenden Fläche (Kugel) verglichen. Der RCS eines Objektes entspricht der Grösse der isotropen Fläche mit demselben Reflexionsverhältnis. Er ist somit eine skalare Grösse mit der Einheit m^2 . Da ein Radarziel im Allgemeinen nicht unter jedem monostatischen Einfallswinkel und bei jeder Frequenz denselben Reflexionskoeffizient aufweist, ist der RCS ebenfalls winkel- und frequenzabhängig. Durch das Objekt bedingte Phasenverzerrungen im reflektierten Signal haben hingegen keinen Einfluss auf den RCS, da er sich bloss auf die Leistung bezieht.

Der Radarquerschnitt ist eng mit der Entdeckungswahrscheinlichkeit eines Objekts durch ein Radar verknüpft. Aus diesem Grund wird für Kampfflugzeuge ein kleiner RCS angestrebt. Rettungsbojen hingegen werden meist mit Radarreflektoren ausgestattet, die durch Fokussierung der zurückgestreuten Leistung – trotz kleiner Baugrösse – einen hohen RCS aufweisen. Im Falle eines Schiffsunglücks erhöhen sie so die Entdeckungswahrscheinlichkeit durch ein Radar. Die Fokussierung der zurückgestreuten Leistung in Richtung der Quelle wird bei passiven Radarreflektoren durch ihre spezielle Geometrie erreicht. Eine gängige Bauform von passiven Radarreflektoren im Mikrowellenbereich³ ist ein trihedraler Winkelreflektor (Abbildung 2-4).



Abbildung 2-4: Foto eines Winkelreflektors mit einer Kantenlänge von 3 m.⁴

³⁾ Der Einsatz von trihedralen Winkelreflektoren ist nicht auf den Mikrowellenbereich beschränkt. Eine bekannte Ausführung eines solchen Reflektors im optischen Bereich stellt das „Katzenauge“ (Rückstrahler) an Fahrrädern dar.

⁴⁾ Quelle: DLR Archiv

Er besteht aus drei, rechtwinklig zueinander stehenden, elektrisch leitfähigen Platten. Durch diesen Aufbau wird das einfallende Signal weitgehend unabhängig vom Einfallswinkel zum Sender zurück reflektiert. Der RCS σ eines trihedralen Winkelreflektors lässt sich mit Formel (2-2) berechnen. Dabei bezeichnet a die Länge der sich berührenden Kanten der drei gleichschenkligen Dreiecke und λ die Wellenlänge des Radarsignals.

$$\sigma = \frac{4\pi \cdot a^4}{3 \cdot \lambda^2} \quad (2-2)$$

Daraus ergibt sich für den in Abbildung 2-4 gezeigten trihedralen Winkelreflektor bei einer Frequenz von 9.65 GHz ein RCS von ungefähr 350'000 m² oder 55.5 dBm². Das bedeutet, er reflektiert in die angegebene Richtung denselben Faktor der eingestrahnten Leistung wie eine isotrop reflektierende Fläche dieser Grösse oder alternativ einer Kugel mit einem Radius von 226 m.

Aktive Radarziele – sogenannte Transponder – empfangen Radarsignale und senden sie verstärkt zurück. Da Transponder das empfangene Signal verstärken und durch die Antenne bündeln, besitzen sie einen wesentlich höheren RCS bei deutlich kleinerer Abmessung als passive Radarziele. Sein RCS ergibt sich mit Formel (2-3) aus dem Antennengewinn der Empfangs- bzw. Sendeantenne G_{RX} und G_{TX} , der elektronischen Verstärkung G_e und der Wellenlänge λ des Radarsignals.

$$\sigma = \frac{G_{RX} \cdot G_{TX} \cdot G_e \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi} \quad (2-3)$$

Wie aus den Formeln (2-2) und (2-3) ersichtlich weisen Winkelreflektoren und Transponder, im Gegensatz zu einer Kugel, einen frequenzabhängigen RCS auf. Somit gilt der spezifizierte RCS eines Winkelreflektors oder eines Transponders mit konstanter Verstärkung nur für genau eine Frequenz. Abbildung 2-5 verdeutlicht diesen Umstand mit den oben verwendeten Werten.

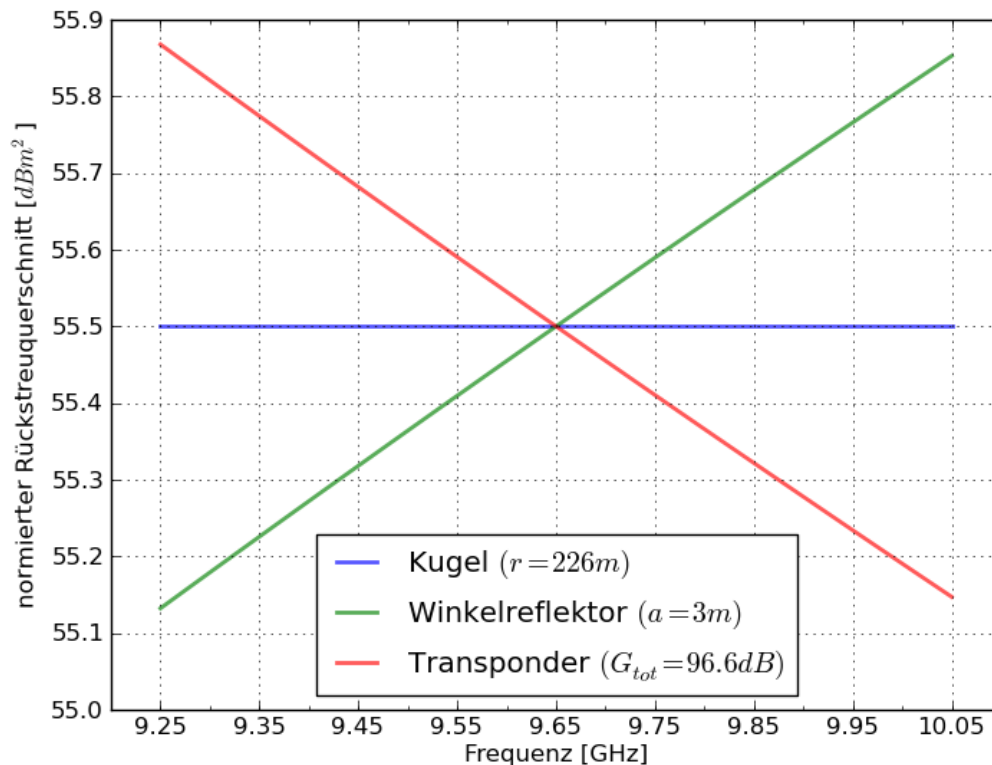


Abbildung 2-5: Rückstreuquerschnitt einer Kugel, eines Winkelreflektors und eines Transponders über der Frequenz aufgetragen. Während der RCS von Winkelreflektoren und Transpondern mit konstanter Verstärkung quadratisch zur Frequenz zu- bzw. abnimmt, ist er für eine Kugel konstant. Die Abmessungen und die Verstärkung der verschiedenen Referenzziele wurden so gewählt, dass sie bei 9.65 GHz denselben RCS aufweisen.

Oft wird dazu die Mittenfrequenz gewählt, wobei dies aufgrund der quadratischen Beziehung nicht genau dem Mittelwert und somit dem RCS nach der Prozessierung entspricht. Der dadurch entstehende Fehler ist aber für den in Abbildung 2-5 gezeigten Fall mit 0.007 dB sehr gering.

2.3 Kalibrierung

Kalibrierung ist eine wichtige Voraussetzung jedes Radarsystems um genaue und vergleichbare Daten zu liefern. Bei der externen Kalibrierung, die im Rahmen von Kalibrierkampagnen oder Langzeitbeobachtungen mit Hilfe von Referenzzielen durchgeführt werden, unterscheidet man zwischen geometrischer und radiometrischer Kalibrierung.

2.3.1 Geometrische Kalibrierung

Die geometrische Kalibrierung dient dem Zweck, das Radarbild mit einem geodätischen Referenzsystem (z.B. WGS-84) zu verknüpfen. Dazu werden innerhalb eines Kalibriergebiets Referenzziele aufgestellt, deren Position mit differentielltem GPS präzise vermessen wurde. Die Impulsantwort des Punktziels ist im späteren Radarbild als heller Pixel zu erkennen und ermöglicht dadurch die geometrische Anbindung der Radarlaufzeit an die Erdoberfläche. Daraus lassen sich

entsprechende Korrekturwerte für das System ableiten. Radarbilder, welche durch eine geometrische Kalibrierung eindeutig auf ein Referenzsystem abgebildet sind, nennt man georeferenzierte Radarbilder. Das TerraSAR-X-System konnte mit Hilfe von passiven Referenzzielen über den gesamten Blickwinkelbereich bis auf eine geometrische Genauigkeit von 30 cm (1σ) kalibriert werden.

2.3.2 Radiometrische Kalibrierung

Durch die radiometrische Kalibrierung wird der Betrag der Impulsantwort im Radarbild mit der geophysikalischen Einheit RCS verknüpft. Dazu werden wie bei der geometrischen Kalibrierung Referenzziele verwendet. Im Gegensatz zur geometrischen Kalibrierung, deren Güte von der Positionsgenauigkeit der Ziele abhängt, ist die radiometrische Kalibrierung auf Referenzziele mit einem genauen und hohen RCS angewiesen. Durch den bekannten Rückstreuquerschnitt der Punktziele kann somit ein Bezug zwischen der Pixelintensität und dem RCS hergestellt werden. Wird der so erhaltene radiometrische Skalierungsfaktor auf die prozessierten Radarbilder angewendet, entstehen aus den dimensionslosen Radardaten sogenannte Rückstreukarten mit der Masseinheit dBm^2/m^2 .

2.4 Bezug zur Arbeit

In dieser Arbeit soll ein hochpräziser Transponder zur Kalibrierung satellitengestützter SAR-Systeme entwickelt werden. Bei der radiometrischen Kalibrierung wird die Pixelintensität (oder Impulsantwort) aus dem prozessierten Radarbild mit dem bekannten Rückstreuquerschnitt (RCS) des Transponders verglichen um daraus Korrekturwerte für das Radarsystem abzuleiten. Der RCS des Transponders wird dabei gemäss Formel (2-3) durch seine Verstärkung bestimmt. Im Gegensatz zu konventionellen Radarsystemen, bei welchen die Pixelintensität ebenfalls bloss von der Verstärkung des Transponders abhängt, wird sie bei SAR-Systemen – durch die in Abschnitt 2.1.2 erwähnte Prozessierung – von der komplexen Übertragungsfunktion beeinflusst. Ändert sich beispielsweise der Phasengang des Signals durch den Transponder, hat das keinen Einfluss auf den RCS aber auf die Helligkeit des Punkziels im Radarbild. Aus diesem Grund muss der Transponder neben einem präzisen RCS ebenfalls eine stabile Übertragungsfunktion aufweisen, um als Referenzziel zur radiometrischen Kalibrierung verwendet werden zu können.

3 Transponder

3.1 Einleitung

Abbildung 3-1 zeigt den grundlegenden Aufbau eines Transponders, bestehend aus einer Empfangsantenne, einer elektronischen Schaltung und einer Sendeantenne. Im einfachsten Fall handelt es sich bei der elektronischen Schaltung um eine reine Filterung und Verstärkung. Je nach gewünschter Funktionalität und Genauigkeit kann sie auch zusätzliche Bauteile beinhalten. Dazu gehören beispielsweise eine Speichereinheit zur Aufzeichnung der empfangenen Daten oder eine interne Kalibrierung zur Stabilisierung der elektronischen Verstärkung. Dieses Kapitel beschränkt sich auf die grundlegende Funktion des Transponders. Die Schaltung zur internen Kalibrierung wird in Kapitel 4 beschrieben.

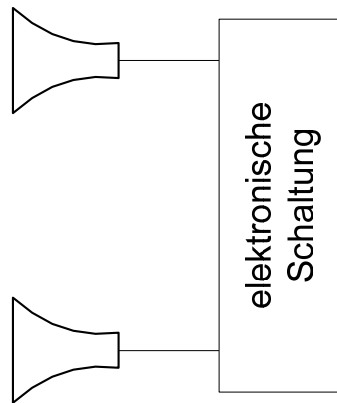


Abbildung 3-1: Blockschaltbild eines einfachen Transponders.

3.2 Dimensionierung

Vor der eigentlichen Transponderentwicklung muss die Eingangs- und Ausgangsleistung mittels eines Link Budgets aus den Satellitenkenndaten und den Transponderanforderungen abgeleitet werden. Da der Transponder in erster Linie als Prototyp zur Demonstration hochgenauer aktiver Referenzziele und nicht für eine spezielle Satellitenmission entworfen wird, werden stellvertretend die Kennzahlen aus Tabelle 3-1 verwendet. Sie orientieren sich an einer möglichen Nachfolgemission von TerraSAR-X / TanDEM-X, die sich durch eine erweiterte Bandbreite von bis zu 600 MHz auszeichnet und eine leicht höheren Sendeleistung besitzt. Zudem sind sie kompatibel zu den Spezifikationen der beiden bestehenden Systeme was die Einsatzmöglichkeiten des Transponders erhöht.

Mittlere Flughöhe über Grund:	h	514 km
Einfallswinkel der Strahlung:	γ_i	15° – 60°
Abstrahlwinkel der Antenne:	γ_c	14° – 54°
Mittenfrequenz des Radarsignals:	f	9.65 GHz
Bandbreite des Radarsignals:	BW	600 MHz
Sendeleistung ⁵ :	$P_{S,TX}$	66.5 – 68.6 dBm
Verluste der Antennenspeisung:	$L_{S,TX}$	0.7 dB
Antennengewinn:	$G_{S,ant}$	46.4 dBi

Tabelle 3-1: Spezifikation eines möglichen zukünftigen Radarsystems.

Um die Freiraumdämpfung und somit die Empfangsleistung am Transponder berechnen zu können muss die Schrägentfernung r – der Abstand zwischen Satellit und Transponder – bestimmt werden.

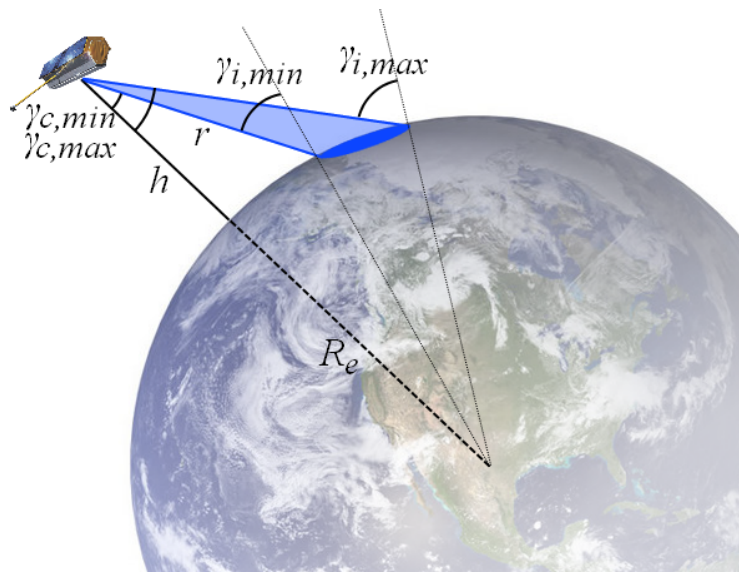


Abbildung 3-2: Geometrie des Satelliten-Erde-Systems. Der blaue Bereich stellt den gesamten Blickwinkel der Antenne dar. Während eines Einsatzes muss sich der Transponder folglich innerhalb dieses Bereichs befinden. Aus dem minimalen und dem maximalen Blickwinkel ergibt sich der Bereich der möglichen Schrägentfernung.

Unter der vereinfachenden Annahme einer kugelförmigen Erde ohne Höhenunterschiede lässt sich die Schrägentfernung durch den Kosinussatz (Formel (3-1)) aus dem Erdradius R_e , der mittleren Flughöhe h , dem Einfalls- und dem Abstrahlwinkel γ_i bzw. γ_c bestimmen.

$$r = \sqrt{R_e^2 + (R_e + h)^2 - 2 \cdot R_e \cdot (R_e + h) \cdot \cos(\gamma_i - \gamma_c)} \quad (3-1)$$

Werden die erhaltene minimale und maximale Schrägentfernung in Formel (3-2) eingesetzt und für f die Mittenfrequenz des Radars verwendet, ergibt sich eine Freiraumdämpfung zwischen 166.6 dB und 171.5 dB.

$$L_{FS} = 10 \cdot \log \left(\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r \cdot f}{c} \right)^2 \right) \quad (3-2)$$

⁵⁾ Die Sendeleistung bezeichnet die Ausgangsleistung des letzten Verstärkers vor der Antenne.

Unter Anwendung von Formel (3-3) mit den Werten aus Tabelle 3-1 folgt daraus ein Empfangspegel an einem isotropen Kugelstrahler P_{RX} von -59.6°dBm bis -52.3 dBm. Die regenbedingte Dämpfung L_{rain} wurde dabei nicht berücksichtigt da gemäss den Transponderanforderungen [3] Messdaten von Regentagen markiert oder direkt verworfen werden. Für die atmosphärischen Verluste L_{atm} wurde in Übereinstimmung mit [4] ein Wert von 0 dB bis 0.3 dB verwendet.

$$P_{RX} = P_{S,TX} - L_{S,TX} + G_{S,ant} - L_{FS} - L_{rain} - L_{atm} \quad (3-3)$$

Die Anforderungen an den Transponder sind in [3] ausführlich definiert. Aus diesem Grund sind in Tabelle 3-2 nur die wichtigsten Parameter aufgeführt.

Radarquerschnitt:	σ	60 dBm ²
Antennengewinn:	$G_{T,ant}$	22 dBi
Polarisation:		0° oder 45°
Signalverzögerung:		variabel
Signalbearbeitung ⁶ :		Falls möglich
Koheränte Aufzeichnung des Radarpulses:		Ja

Tabelle 3-2: Spezifikation des Transponders

Gemäss Formel (2-3) beträgt die für einen Radarquerschnitt von 60 dBm² benötigte elektronische Verstärkung 101.2 dB. Für die äquivalente isotrope Sendeleistung des Transponders (EIRP – Equivalent Isotropically Radiated Power) ergibt sich demnach ein modusabhängiger Wert zwischen 41.6 dBm und 48.9 dBm.

3.3 Aufbau

Eine mögliche und oft eingesetzte Architektur von Transpondern verzichtet auf eine Frequenzumsetzung und sendet das Signal stattdessen direkt nach der entsprechenden Verstärkung im HF-Bereich zurück. Dies hat den Vorteil, dass kein Mischer und Lokaloszillator benötigt wird, was die Komplexität und somit Fehleranfälligkeit des Systems minimiert. Die Signalverzögerung bei dieser Architektur ergibt sich aus der Gruppenlaufzeit des Signals durch die Komponenten und ist deshalb im Allgemeinen nicht veränderbar. Dieser Ansatz wurde unter anderem für die RADARSAT-Transponder der kanadischen Raumfahrtagentur [5], die ERS-1-Transponder der ESA [6] sowie für die Transponder zur Kalibrierung des TerraSAR-X [7] verwendet. Um eine grössere Signalverzögerung zu erreichen, wurde bei den RADARSAT- und ERS-1-Transpondern zusätzlich ein BAW-Filter (bulk acoustic wave) beziehungsweise eine optische Verzögerungsleitungen in den Signalpfad eingefügt. Obwohl die Signallaufzeit durch solche Verzögerungselemente innerhalb eines beschränkten Intervalls frei gewählt werden kann, handelt es sich um eine Designkonstante, die während des Betriebs nicht verändert werden kann.

⁶) Zum Beispiel Frequenzänderung zum Simulieren von bewegten Zielen oder wiederholtes Senden desselben Pulses.

Da der Transponder gemäss den Anforderungen die Fähigkeit zur kohärenten Aufzeichnung des Radarsignals und eine veränderbare Signallaufzeit besitzen muss, erfordert dies ein flexibles Design. Dazu wurde eine digitale Einheit in den Signalpfad eingefügt, welche die empfangenen Werte temporär in einen schnellen Ringpuffer ablegt. Die gesamte Zeitverzögerung ergibt sich somit aus der konstanten Signallaufzeit durch die Komponente plus der Puffergrösse. Die Grösse des Ringpuffers ist dabei nur durch den Speicherplatz begrenzt. Durch die Wahl einer geeigneten Digitalkarte kann das Signal ohne Änderung des analogen Teils zusätzlich bearbeitet und aufgezeichnet werden⁷. Der gewählte Ansatz ist zusammen mit den in Abschnitt 3.2 berechneten Eingangs- und Ausgangspegel in Abbildung 3-3 dargestellt. Er besteht aus vier Einheiten, die im Folgenden erklärt werden. Es handelt sich dabei um den Empfangszweig, die Digital-einheit, den Sendezweig und die Frequenzerzeugungseinheit.

Um ein nachträgliches Anpassen des Transponders an eine konkrete SAR-Mission zu ermöglichen, wurde auf eine integrierte Lösung verzichtet und der HF-Teil stattdessen komplett aus diskreten Komponenten entworfen. Dadurch reicht unter Umständen bloss der Austausch einzelner Bauteile wie ZF-Filter oder LO-Frequenz um den Transponder für andere Frequenzbänder umzurüsten. Wo kein negativer Einfluss auf die Präzision des Transponders festgestellt werden konnte, wurden zudem möglichst breitbandige Bauteile verwendet.

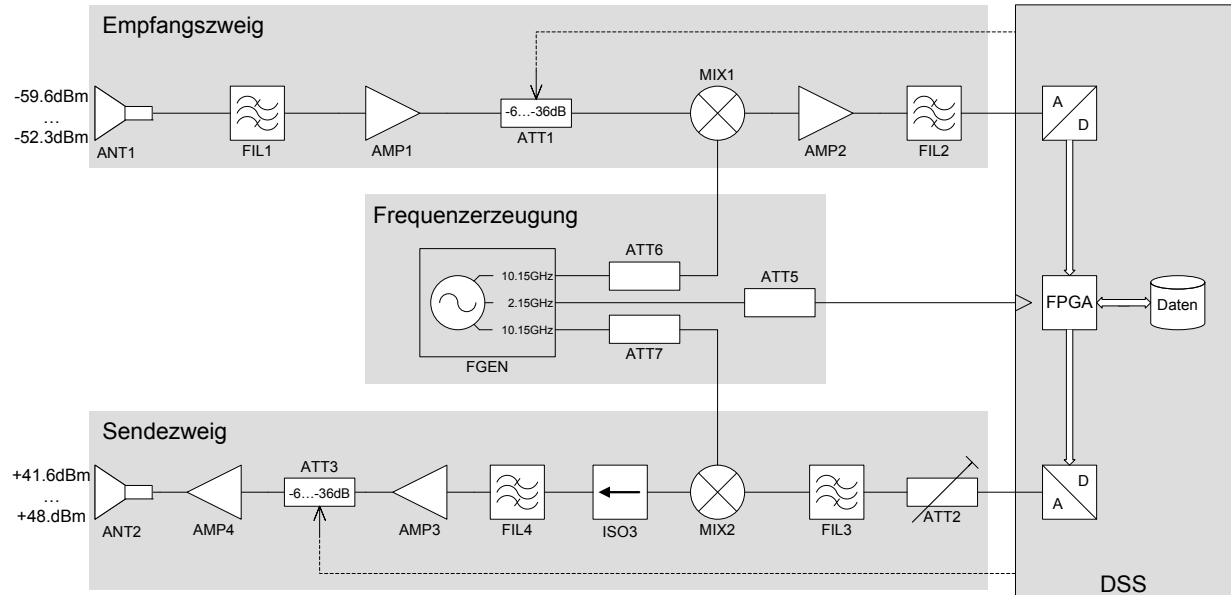


Abbildung 3-3: Systemkonzept für den Signalpfad des Transponders. Er besteht aus dem Empfangs-, dem Sendezweig dem digitalen Subsystem (DSS) und dem Signalgenerator.

⁷⁾ Der TerraSAR-X-Transponder bietet ebenfalls die Möglichkeit, die Einhüllende des Signals aufzuzeichnen. Dazu wird ein Teil des Radarpulses ausgekoppelt und die Leistung des Pulses nach einer Frequenzumwandlung mittels eines Diodendetektors gemessen. Die Aufzeichnung beschränkt sich allerdings auf eine Leistungsdetektion mit 10 Ms/s und ermöglicht somit keine Beschreibung des komplexen Signals wie bei diesem Transponder gefordert.

3.3.1 *Digitaleinheit*

Das Kernstück des Transponders bildet das digitale Subsystem (DSS) mit einer Triton-V5-VSX Karte von TEK Microsystems. Sie verfügt über mehrere Xilinx-Virtex-5-FPGAs für schnelle Berechnungen, einen 2 GB grossen Speicher und einen analogen Ein- und Ausgang. Der massebezogene (single-ended) Eingangsport des DSS ist dabei über ein Symmetrierglied – mit einer analogen Bandbreite von 3 GHz – mit dem differentiellen 10-Bit Analog-Digital-Wandler (ADC) auf der Karte verbunden. Die maximale Abtastrate des ADCs beträgt 2.2 Gs/s und der auflösbare Bereich 500 mV symmetrisch um null Volt. Das entspricht einer Eingangsleistung von -2 dBm. Der analoge Ausgang des DSS ist ebenfalls massebezogen und intern über ein weiteres Symmetrierglied mit einem differentiellen 12-Bit Digital-Analog-Wandler (DAC) verbunden. Die maximale Geschwindigkeit des DACs beträgt 4 Gs/s und der Dynamikbereich vom Ausgangs- port in dieser Konfiguration 800 mV⁸. Für eine 50 Ω angepasste Last ergibt sich eine Ausgangsleistung von $+2$ dBm. ADC, DAC und Digitallogik werden durch ein externes Sinussignal mit einer Frequenz von 2.15 GHz und einer Leistung von $+7$ dBm kohärent getaktet. Der Takt der Digitallogik wird intern durch einen Faktor vier geteilt.

3.3.2 *Empfangszweig*

Der Empfangszweig besteht aus der Antenne ANT1, den Filtern FIL1 und FIL2, den Verstärkern AMP1 und AMP2, dem Dämpfungsglied ATT1 und dem Mischer MIX1. Die Aufgabe des Empfangszweigs besteht aus dem Empfang und der Aufbereitung des Radarpulses für die Digitalisierung. Seine Gesamtverstärkung ergibt sich aus der Differenz der maximal möglichen Eingangsleistung an der Antenne und der maximalen Aussteuerung des ADCs. Sie beträgt modusabhängig zwischen 50.3 dB und 57.6 dB. Im Folgenden sind die einzelnen Komponenten beschrieben.

3.3.2.1 *Antenne*

Die Hauptanforderungen an die Antenne stellen der Antennengewinn von mindestens 20 dBi und die Entkopplung zwischen Sende- und Empfangsantenne von mindestens 110 dBi dar. Diese starke Entkopplung ist erforderlich, da sich das empfangene Radarsignal und das Echo zeitlich überlagern und ansonsten ein nicht zu vernachlässigender Teil des Echos wieder in den Empfangszweig eingekoppelt wird. Um eine maximale Entkopplung zu bewirken, sind die Antennen – wie bei den TerraSAR-X-Transpondern – zusätzlich um 90° verdreht zueinander angeordnet. Entsprechend den Anforderungen wurden zwei identische Potter-Hornantennen am DLR entwickelt und hergestellt. Der Antennengewinn der Antennen beträgt 22 dBi. Wird der

⁸⁾ Ohne Symmetrierglied vergrössert sich der Dynamikbereich des differentiellen Ausgangs um 50%. Da jedoch die komplette analoge HF-Schaltung mit massebezogenen Signalen arbeitet ist das Symmetrierglied erforderlich.

Transponder in einem kopolaren Betrieb verwendet, entsteht durch die um -45° bzw. $+45^\circ$ zur Ausbreitungsrichtung der Wellen verdrehten Antennen ein Polarisationsverlust von je 3 dB. Dieser muss durch die Schaltung kompensiert werden.

3.3.2.2 Verstärker

Der Empfangszweig beinhaltet die beiden Verstärker AMP1 und AMP2. Um die geforderte Stabilität des Transponders zu gewährleisten, muss das Rauschen des Transponders möglichst gering sein⁹. Gemäss der Friis-Formel hängt das Rauschverhalten eines Systems, wenn es eine grosse Verstärkung besitzt, hauptsächlich von der Rauschzahl der ersten Komponenten im Empfangszweig ab. Aus diesem Grund handelt es sich bei AMP1 um einen LNA (Low Noise Amplifier) mit 30 dB Verstärkung und einer Rauschzahl von unter 0.9 dB. Die Anforderungen für den Verstärker AMP2 sind weniger kritisch. Er besitzt eine Verstärkung von 22 dB. Um das Signal möglichst wenig zu verändern, wurde bei allen Verstärkern zusätzlich darauf geachtet, dass deren Verstärkung über den gesamten Frequenzbereich möglichst konstant ist.

3.3.2.3 Dämpfungsglied

Um den vollen Aussteuerungsbereich des ADCs nutzen zu können, muss die Verstärkung des Empfangszweigs modusabhängig zwischen 50.3 dBm und 57.6 dBm verändert werden können. Wird die Verstärkung stattdessen fest auf 50.3 dB eingestellt, verliert man im ungünstigsten Fall mehr als ein Bit an Auflösung des ADCs, was sich durch ein erhöhtes Quantisierungsrauschen¹⁰ bemerkbar macht. Eine höhere Verstärkung wiederum würde den ADC in einigen Moden in die Sättigung treiben. Eine verstellbare Verstärkung lässt sich am einfachsten durch ein verstellbares Dämpfungsglied erreichen. Dazu wird die Verstärkung bewusst zu hoch gewählt und durch ein Dämpfungsglied auf den gewünschten Wert reduziert. Wird zusätzlich eine Sicherheitsmarge berücksichtigt, lässt sich eine durch Alterung nachlassende Leistung der Verstärker über das Dämpfungsglied kompensieren. Die Gesamtverstärkung des Empfangspfads ergibt sich aus den beiden Verstärkern und dem Antennengewinn abzüglich des Polarisationsverlusts. Sie beträgt abhängig von der Ausrichtung des Transponders¹¹ 70 dB bis 73 dB. Werden zusätzlich die Verluste der einzelnen Komponente wie beispielsweise Passbanddämpfung der Filter oder Umsetzungsverluste im Mischer berücksichtigt, ergibt sich für das Dämpfungsglied rechnerisch ein

⁹) Eine im Vorfeld dieser Arbeit durchgeführte Analyse hat gezeigt, dass die geforderte Stabilität aufgrund der zusätzlichen Rauschunterdrückung durch die Prozessierung (=Prozessierungsgewinn) bereits ab einem Signal-Rausch-Verhältnis von 40 dB erreicht werden kann.

¹⁰) Auf Quantisierungsrauschen wird in Abschnitt 7.6.2 genauer eingegangen

¹¹) Die Sende- und Empfangsantenne des Transponders sind um 90° zueinander verdreht angeordnet. Wird er auf die Polarisation des Empfangssignals ausgerichtet, wird das Echo dadurch um 90° verdreht zurückgesendet. Dies ermöglicht die Kalibrierung des Satelliten im kreuzpolaren Betrieb. Im kopolaren Betrieb (Sende- und Empfangssignal haben dieselbe Polarisation) wird der Transponder um 45° zur Polarisationssebene verdreht. Dadurch empfängt und sendet er zu gleichen Teilen horizontal als auch vertikal polarisierte Wellen. In dieser Konstellation ist der Antennengewinn beider Antennen um 3 dB geringer.

einzustellender Dämpfungswert von 8.9 dB bis 17.1 dB, um den vollen Aussteuerungsbereich des ADCs zu nutzen. Der einstellbare Dämpfungsbereich des Dämpfungsglieds ATT1 beträgt 6 dB bis 36 dB mit einer Schrittweite von 0.5 dB. Er wird von der digitalen Steuereinheit über die in Abbildung 3-3 gestrichelt gezeichnete Steuerleitung gesetzt. Neben einer möglichst kleinen Schrittweite existieren keine weiteren kritischen Anforderungen an das Dämpfungsglied. Wie bei allen anderen Komponenten wurde deshalb hauptsächlich auf einen flachen Amplituden- und Phasenfrequenzgang geachtet um die Signalverzerrungen zu minimieren.

3.3.2.4 Mischer

Die Empfängertopologie wird durch die Anzahl und Anordnung der Mischer bestimmt. Für den Transponder wurden vier verschiedene Topologien geprüft: Direkte Digitalisierung ohne Mischer, Einfachsuperheterodyn-, Doppelsuperheterodyn- und Quadraturdemodulation.

Direkte Digitalisierung. Die direkte Digitalisierung basiert auf dem Konzept der Bandpass-Unterabtastung. Dazu wird das hochfrequente Signal durch einen Bandpass gefiltert und direkt abgetastet. Da der Abtastvorgang bekanntermassen alle Frequenzen innerhalb der analogen Bandbreite des ADCs in die erste Nyquistzone abgebildet, kann durch eine geeignete Wahl der Abtastfrequenz das hochfrequente Signal direkt ins Basisband umgesetzt werden. Die kritische Grösse dieser Topologie stellt die analoge Bandbreite von ADC und DAC dar. Sie muss mindestens der höchsten Frequenz im Nutzsignal entsprechen. Da das Radarsignal Frequenzen bis 10 GHz beinhaltet, der ADC jedoch nur eine analoge Bandbreite von 3 GHz aufweist, ist diese Topologie nicht anwendbar.

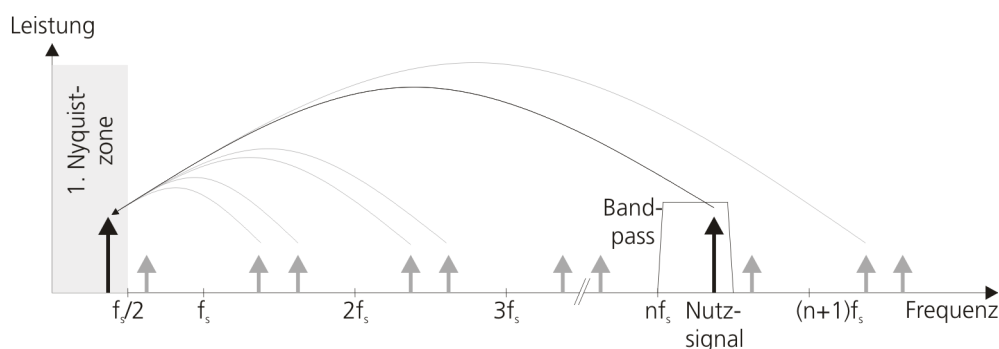


Abbildung 3-4: Das Prinzip der direkten Digitalisierung nutzt die Eigenschaft der Unterabtastung, bei welcher das gesamte Frequenzspektrum (innerhalb der analogen Eingangsbandbreite des ADCs) in die erste Nyquistzone abgebildet wird. Dies bedingt eine vorherige Filterung, um die unerwünschten Frequenzspektren (grau) zu unterdrücken.

Einfach-Superheterodynempfänger. Bei einem Einfach-Superheterodynempfänger wird das hochfrequente Eingangssignal zuerst durch einen Mischer auf eine tiefere Zwischenfrequenz (ZF) umgesetzt. Da sich durch den Mischprozess die Nutzfrequenzen und Spiegelfrequenzen additiv überlagern, muss die Spiegelfrequenz durch ein Filter unterdrückt werden. Ein wichtiger Designparameter dieser Architektur stellt die Wahl der Zwischenfrequenz dar. Die obere Grenze

ist dabei durch die Geschwindigkeit des ADCs vorgegeben. Wird sie klein gewählt, ergeben sich hohe Anforderungen an die Flankensteilheit, der zur Unterdrückung der Spiegelfrequenz benötigten Filter. Eine geeignete ZF stellt somit immer einen Kompromiss zwischen den beiden Extremas dar.

Doppel-Superheterodynempfänger. Diese Einschränkung wird bei Doppel-Superheterodynempfängern durch einen zusätzlichen Mischer gelockert. Dazu wird die erste ZF hoch genug gewählt, so dass Filter niedriger Ordnung zur Unterdrückung der Spiegelfrequenzen ausreichen und die zweite tief genug, um den Anforderungen des ADCs zu genügen. Der Nachteil dieser Topologie besteht in der grösseren Anzahl Bauteile und den zwei verschiedenen Lokaloszillatoren. Dadurch wird das System komplexer und somit fehleranfälliger.

Quadraturdemodulator. Der Quadraturdemodulator verwendet keine Filter zur Spiegelfrequenzunterdrückung sondern erzeugt zwei um 90° phasenversetzte ZF-Signale. Nach der Abtastung der beiden Signale mit zwei ADCs, wird die Spiegelfrequenz durch eine komplexe Addition der beiden Signale eliminiert. Um eine starke Unterdrückung der Spiegelfrequenz zu erreichen, müssen die beiden Signale abgesehen von dem Phasenversatz von 90° identisch sein. Das bedingt, dass die beiden Pfade gleich sind und stellt somit extrem hohe Anforderungen an die Toleranz der Mischer und Filter. Während diese Anforderungen für schmalbandige Anwendungen (wie beispielsweise im Mobilfunk) mit vertretbarem Aufwand realisierbar sind, ist dies für den Transponder mit über 600 MHz Bandbreite und sehr strengen Anforderungen an die Stabilität nicht geeignet.

Aus dem Vergleich der Empfängertopologien ging der Einfach-Superheterodynempfänger als geeignetste Wahl hervor, da bei ihm aufgrund der einfachen Struktur am wenigsten Verzerrungen des Signals zu erwarten sind. Durch die hohe Abtastrate der Digitalkarte von maximal 2.2 Gs/s konnte eine relativ hohe ZF von 500 MHz gewählt werden, was die Anforderungen an die Filter reduziert. Für das Nutzsignal mit einer Bandbreite von 600 MHz ergibt sich eine ZF-Bandbreite von 200 MHz bis 800 MHz. Mit der gewählten Abtastrate von 2.15 Gs/s beträgt der Überabtastungsfaktor für die höchste Signalfrequenz 0.34¹².

3.3.2.5 Filter

Der Empfängerzweig beinhaltet einen Bandpass (FIL1) und einen Tiefpass (FIL2). Der Bandpass dient hauptsächlich zur Unterdrückung des Spiegelfrequenzbandes. Der Abstand zwischen dem Signal- und Spiegelfrequenzband beträgt das Doppelte der kleinsten ZF-Komponente, somit 400 MHz. Durch diesen relativ grossen Abstand zwischen Pass- und Sperrband konnte die

¹²⁾ Zum Vergleich: Die ADCs im Empfangszweig des TerraSAR-X-Satelliten weisen bloss einen Überabtastfaktor von 0.2 auf.

Flankensteilheit des Filters reduziert werden, was sich positiv auf den Amplituden- und Phasenfrequenzgang auswirkt. So weist FIL1 bei über 40 dB Dämpfung im Sperrband im Passband einen beinahe linearen Frequenzgang auf. Die maximale Amplitudenwelligkeit beträgt bloss 0.17 dB und die maximale Gruppenlaufzeitvariation liegt unter einer Nanosekunde. Diese, für einen breitbandigen Filter sehr guten Kennzahlen ermöglichen die beinahe verzerrungsfreie Übertragung der Signale. Die zweite Aufgabe des Bandpassfilters besteht darin, die empfangene Rauschleistung zu minimieren. Unter der Annahme von gaussförmigem, weissem Rauschen beträgt sie [8]:

$$P_{Noise} = k_B \cdot T_0 \cdot BW \quad (3-4)$$

Dabei bezeichnet k_B die Boltzmann Konstante ($\approx 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T_0 die Umgebungstemperatur (≈ 300 K) und BW die effektive Rauschbandbreite. Da die gesamte Rauschleistung innerhalb der Bandbreite vom Mischer in die erste Nyquistzone – also in den Nutzbereich – abgebildet wird, sollte die Bandbreite vor dem Mischer begrenzt werden. Weil sowohl der LNA als auch das Dämpfungsglied breitbandige Bauteile sind, ist der Bandpass die limitierende Komponente. In der Praxis kann als Rauschbandbreite die 3-dB-Bandbreite angenommen werden. Sie beträgt für den Bandpass gemäss Simulation 910 MHz. Für die eingangsreferenzierte Rauschleistung ergibt sich mit Formel (3-4) somit ein theoretischer Wert von $3.44 \cdot 10^{-12}$ W. Zusätzlich dient der Bandpass zu Unterdrückung von starken Störern in anderen Frequenzbändern. Da der LNA aufgrund des schwachen Radarsignals sehr empfindlich ist, können solche Störer den Vorverstärker in die Sättigung treiben. Das führt dazu, dass das Nutzsignal nicht mehr verstärkt wird oder kann im schlimmsten Fall sogar zur Beschädigung des LNAs führen. Aus diesem Grund wurde ein Filter mit einer Dämpfung von über 70 dB ausserhalb des Passbands gewählt.

Bei FIL2 handelt es sich um einen Tiefpass mit einer Knickfrequenz bei 800 MHz (1 dB) und einer Dämpfung von über 40 dB bei 10.5 GHz. Er dient dazu die höheren Frequenzen zu Unterdrücken und so ein Aliasing bei der Abtastung zu verhindern. Wahlweise kann noch ein DC-Blocker oder Tiefpass mit einer Knickfrequenz bis zu maximal 150 MHz verwendet werden um die niederfrequenten Rauschanteile zu unterdrücken. Dazu gehören insbesondere Funkelrauschen und 1/f-Rauschen. Diese Option ist im Schaltplan nicht eingezeichnet. Durch den Aufbau mit diskreten Komponenten ist ein solcher DC-Blocker aber auch im Nachhinein leicht nachrüstbar.

3.3.3 Sendezweig

Der untere Pfad in Abbildung 3-3 vom Dämpfungsglied ATT2 bis zur Antenne ANT2 stellt den Sendezweig dar. Er wurde grösstenteils symmetrisch zum Empfangszweig aufgebaut. Aus diesem Grund wird nur auf die Unterschiede eingegangen.

3.3.3.1 Dämpfungsglied

Das Dämpfungsglied ATT2 zeigt ein vor der Inbetriebnahme einzusetzendes Dämpfungsglied. Der Wert lässt sich während dem Betrieb nicht verändern. Es dient zur besseren Anpassung der Schaltung für den Fall, dass die Antennen oder einzelne Komponente nicht genau die spezifizierte Verstärkung oder Dämpfung aufweisen. Zudem ist es erforderlich, da die Leistung des ZF-Signals für eine optimale Frequenzumsetzung 15 dB bis 20 dB unter der des LO-Signals liegen sollte.

3.3.3.2 Isolator ISO3

Da Filter im Sperrband einen hohen Reflexionskoeffizient aufweisen, wird ein grosser Teil der unerwünschten harmonischen Anteile reflektiert. Ohne Isolator würde dieses Signal in den Mischer zurücklaufen und aufgrund seiner hohen Leistung von bloss 4.5 dB unter dem Nutzsignal zu Kreuzmodulationen führen. Aus Sicherheit wurde deshalb der Isolator ISO3 mit einer Isolation von mindestens 30 dB eingefügt. Mit einem spezifizierten Eingangs-Stehwellenverhältnis von 1.07 liegt die reflektierte Leistung somit mehr als 31 dB unter der des Nutzsignals wodurch die allenfalls entstehenden Kreuzmodulationen im Bereich des Rauschpegels und somit unkritisch sind.

3.3.3.3 Verstärker

Als Ausgangsverstärker AMP4 wird ein Hochleistungsverstärker verwendet. Da die Verstärkung jedes Verstärkers ab einer bestimmten Eingangsleistung zurückgeht, spricht man von einer Verstärkungskompression. Aufgrund der relativ hohen Ausgangsleistung von bis zu 29.3 dB stellt die Linearität bei gleichzeitig möglichst konstantem Frequenzgang die kritischste Anforderung dar. Der verwendete Hochleistungsverstärker ist mit einem 0.1 dB-Kompressionspunkt von +30 dBm und einem maximalen Amplitudenfrequenzgang von 0.25 dB spezifiziert. Das bedeutet, dass die Verstärkung über den gesamten Eingangsleistungsbereich um nicht mehr als 0.1 dB variiert.

3.3.4 Frequenzerzeugung

Die HF-Schaltung, wie in Abbildung 3-3 gezeigt, benötigt zwei unterschiedliche hochgenaue Signale, die vom Signalgenerator FGEN erzeugt werden. Das erste dient als Lokaloszillator (LO) für die Frequenzumsetzung der beiden Mischer und beträgt 10.15 GHz. Beim zweiten handelt es sich um das Taktsignal von ADC und DAC mit 2.15 GHz. Die Güte von Signalgeneratoren hängt von deren Amplituden- und Phasenrauschen ab. Weil das Amplitudenrauschen meist viel geringer ist, bestimmt hauptsächlich das Phasenrauschen die Güte einer Signalquelle. Da ein Mischer das Nutzsignal mit dem LO-Signal multipliziert, hat das Phasen- wie auch das Amplitu-

denrauschen des Lokaloszillators einen direkten Einfluss auf das Ausgangssignal. Vereinfacht zeigt sich der Einfluss von Amplitudenrauschen ΔA und Phasenrauschen $\Delta\varphi$ für einen idealen Aufwärtsmischer in Formel (3-5). Dabei bezeichnet ω_e die Kreisfrequenz des Eingangssignals und ω_{LO} die Kreisfrequenz des Lokaloszillators. Zur besseren Übersicht betragen die Amplituden von Eingangssignal und Lokaloszillator eins und der Phasenversatz zwischen den beiden Signalen null. Zudem ist im Ausgangssignal nur ein Seitenband vorhanden.

$$\underbrace{1 \cos(\omega_e t)}_{\text{Eingangssignal}} \cdot \underbrace{(1 + \Delta A) \cos(\omega_{LO} t + \Delta\varphi)}_{\text{Lokaloszillatorsignal}} = \underbrace{\frac{1 + \Delta A}{2} \cos((\omega_{LO} + \omega_e) t + \Delta\varphi)}_{\text{Ausgangssignal}} \quad (3-5)$$

Die Rauschterme sind ungedämpft im Ausgangssignal ersichtlich. Um das Nutzsignal originalgetreu umzusetzen, ist deshalb eine möglichst reine Signalquelle als LO erforderlich. Ein ähnlicher Zusammenhang zwischen dem Rauschen im Taktsignal und der Signalqualität gilt auch für den ADC. Im Gegensatz zum Mischer ist das Amplitudenrauschen des Taktsignals unkritisch. Das Phasenrauschen hingegen führt sowohl zu einer Amplituden- als auch Phasenverzerrung der abgetasteten Werte. Ein Teil des Phasenrauschens des Lokaloszillators kann durch eine kohärente Frequenzumsetzung beider Mischer und kohärente Taktung von ADC und DAC aufgehoben werden. Aus diesem Grund werden beide Signale aus einer gemeinsamen Referenzquelle mittels einer PLL (Phase-locked loop) phasengetreu erzeugt. Die Synthese mehrerer Signale aus einer Referenzfrequenz bedingt, dass es sich bei den Signalen um ganzzahlige Vielfache der Referenzfrequenz handelt.

Um die geforderte Stabilität des Transponders erreichen zu können, wurden strenge Anforderungen an das Phasenrauschen des Signalgenerators gestellt. Er besteht aus einem Einheit mit integrierter Referenzquelle, PLL und schmalbandigen Ausgangsfilter für ein optimales Rauschverhalten. Die Ausgangsleistung des Taktsignals beträgt +16 dBm. Wegen der Aufteilung des LO-Signals auf zwei Ausgänge beträgt die Leistung pro Ausgang 3 dB weniger. Die Anpassung der Ausgangsleistung auf die erforderlichen Eingangspegel des DSS und der Mischer wird durch die Dämpfungsglieder ATT5 bis ATT7 gewährleistet. Sie dienen zusätzlich dazu, die aufgrund von nicht perfekter Anpassung am Takteingang des DSS und dem LO-Anschluss der Mixer entstehenden Reflektionen zu dämpfen und somit ein Rücklaufen in den Signalgenerator zu verhindern.

4 Interne Kalibrierung (ICAL)

4.1 Notwendigkeit einer internen Kalibrierung

Jedes reale System unterliegt einer Reihe von systematischen Fehlereinflüssen. Diese können mittels einer geeigneten Kalibrierungsstrategie reduziert werden. Um eine der geforderten Stabilität des Transponders genügenden Kalibrierstrategie zu finden, müssen erst die auftretenden Störgrößen erfasst werden. Dabei handelt es sich in erster Linie um die Temperaturstabilität und die Alterung der Bauteile.

4.1.1 Temperaturstabilität

Die Temperaturabhängigkeit eines Bauteils hat verschiedene Ursachen und lässt sich deshalb nicht allgemein beschreiben. Aus diesem Grund ist eine genaue Erfassung in der Praxis nur durch Messung des Bauteiles möglich. Erste Abschätzungen lassen sich aber bereits aus den physikalischen Gesetzmässigkeiten der verschiedenen Ursachen gewinnen. So ist die Temperaturabhängigkeit eines Bauteils hauptsächlich von den verwendeten Materialien abhängig¹³.

4.1.1.1 Temperaturabhängigkeit des Materials

HF-Bauteile bestehen bekannterweise aus Materialien der drei Hauptgruppen Metalle, Halbleiter und Isolatoren. Deren Leitwert ist aufgrund von verschiedenen Ursachen eine temperaturabhängige Grösse. Bei Metallen wird die Temperaturabhängigkeit des Leitwerts hauptsächlich durch die temperaturabhängige Elektronenmobilität verursacht und verhält sich umgekehrt proportional zur Temperatur. Ein typischer Temperaturkoeffizient von Metallen beträgt etwa $4 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega/\text{K}$ [9] woraus sich mithilfe von Formel (4-1) eine Temperaturabhängigkeit der Einfügedämpfung von weniger als 0.00035 dB/K ergibt.

$$20 \cdot \log_{10} \left(\sqrt{\frac{U_{in}}{U_{out}}} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{R_{in}}{R_{out}} \right) \quad (4-1)$$

Bei Halbleitern ist im Gegensatz zu Metallen von einer grösseren Variation auszugehen da die Ladungsträgerdichte exponentiell von der Temperatur abhängt. Die Elektronenmobilität wirkt diesem Effekt entgegen, ist aber wegen der linearen Temperaturabhängigkeit vernachlässigbar. Dementsprechend kann die Temperaturabhängigkeit eines undotierten Halbleiters mit guter Näherung als exponentiell angenommen werden. Bei dotierten Halbleitern ist das Temperatur-

¹³⁾ Bei HF-Bauteilen wie beispielsweise Koaxialkabeln ist zusätzlich auch die Form entscheidend, da sie die Wellenimpedanz und somit das Reflexionsverhalten am Übergang bestimmt. Eine Überschlagsrechnung für ein Koaxialkabels mit einem Dielektrikum aus PTFE (Polytetrafluorethylen) ergab eine Änderung der Einfügedämpfung aufgrund von Reflexionen von weniger als 0.0008 dB/K und ist somit für eine erste Abschätzung vernachlässigbar.

verhalten durch das Zusammenspiel mehrerer Ursachen komplexer. So nimmt die Leitfähigkeit bei steigender Temperatur aufgrund der zunehmenden Anzahl freier Fremdladungsträger bis zu einem Maximum zu und lässt danach aufgrund der geringeren Mobilität wieder nach. Bei höheren Temperaturen verhält sich ein dotierter Halbleiter aufgrund der überwiegenden Anzahl thermischer Ladungsträger wie ein intrinsischer (undotierter) Halbleiter. Die Umkehrpunkte dieser Temperaturkurve werden durch die Stärke der Dotierung, Art der Fremdatome und das Dotierprofil beeinflusst [10]. Bei Isolatoren ist das Temperaturverhalten des Widerstands meist sehr gering.

4.1.1.2 Temperaturabhängigkeit von typischen HF-Verstärkern

Zur qualitativen Verifizierung der zuvor gemachten Annahme einer starken Temperaturabhängigkeit von Halbleitern wurden zwei verschiedene einfache Verstärkerschaltungen mit Hilfe der Simulationssoftware ADS (Advanced Design System) von Agilent simuliert. Die grüne Kurve in Abbildung 4-1 zeigt das Temperaturverhalten eines einzelnen GaAs MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistors) in Common-Source-Konfiguration bei 5.25 GHz mit einem idealen reaktiven Anpassnetzwerk auf 50 Ohm. Die blaue Kurve entspricht dem Temperaturverhalten eines zweistufigen TAS-TIS¹⁴-Verstärkers aus pHEMTs (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor). Bei den beiden simulierten Schaltungen handelt es sich um typische HF-Verstärker-Konfigurationen.

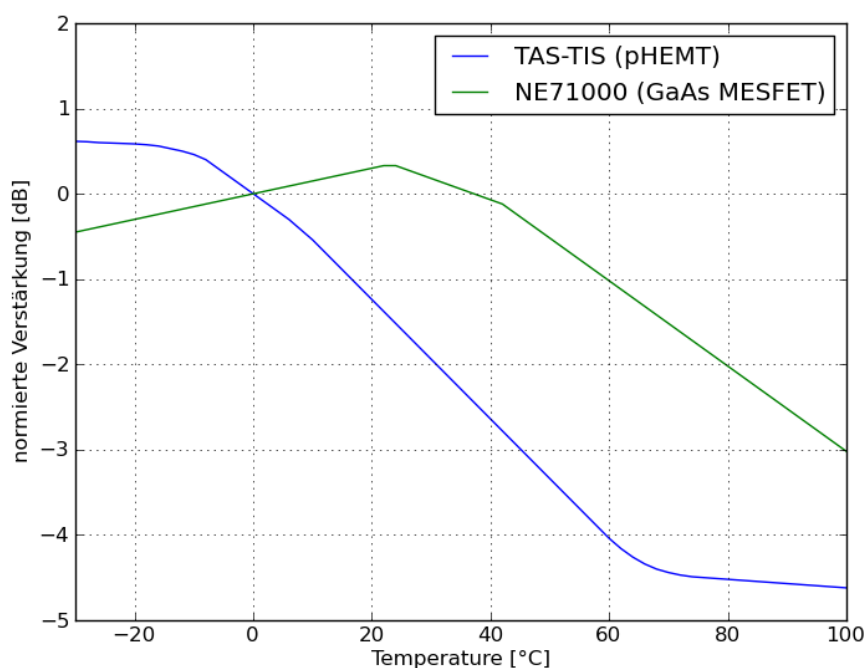


Abbildung 4-1: Simulation der temperaturabhängigen Verstärkung zweier HF-Verstärker normiert für $T = 0^\circ\text{C}$.

¹⁴⁾ Unter TAS-TIS (Transadmittance-Transimpedance) versteht man eine zweistufige Verstärkertopologie, deren erste Stufe eine sehr hohe und deren zweite Stufe eine niedrige Ein- und Ausgangsimpedanz besitzt. Als Grundlage wurde eine Übungsaufgabe aus der Vorlesung „Integrated Circuits for High-Speed Communication“ von Prof. Dr. H. Jäckel verwendet.

Da zur Simulation vereinfachte Kleinsignal-Ersatzschaltbilder der jeweiligen Transistoren verwendet wurden, darf das Resultat nur als Tendenz gewertet werden. Trotzdem lässt sich eine signifikante Temperaturabhängigkeit von bis zu 0.07 dB/K feststellen. Dieses Ergebnis deckt sich mit dem aus der Praxis bekannten Richtwert von 0.05 dB/K pro Verstärkerstufe.

4.1.1.3 Rückschlüsse zum Temperaturverhalten von HF-Bauteilen

Für eine quantitative Bestimmung der Temperaturabhängigkeit in Form eines Temperaturkoeffizienten sind aufgrund der unterschiedlichen Einflüsse für Messungen erforderlich. In erster Näherung kann allerdings für Bauteile ohne Halbleiterstrukturen – im Folgenden *passive Bauteile* genannt – von einer geringen Temperaturabhängigkeit ausgegangen werden. Dies wird im späteren Verlauf (Abschnitt 6.1) anhand der tatsächlich verwendeten Bauteile durch Messungen verifiziert. Für Halbleiterbauteile – im Folgenden *aktive Bauteile* genannt – deutet sowohl die theoretische Betrachtung als auch die Simulation (Abbildung 4-1) auf eine nicht vernachlässigbare Temperaturabhängigkeit. Dies kann zwar durch geeignete Massnahmen wie beispielsweise eine interne Bandlücken-Referenz zur thermischen Stabilisierung in gewissen Grenzen kompensiert werden, trotzdem ist bei aktiven Bauteilen meist eine grössere Temperaturabhängigkeit als bei passiven Bauteilen festzustellen. Aus diesem Grund ist vor allem für aktive Bauteile eine Verstärkungskompensation und –überwachung in Form einer Kalibrierung erforderlich, um die geforderte Stabilität des Transponders bei allen Witterungsverhältnissen gewährleisten zu können.

Bei den TerraSAR-X-Transpondern wird die Kompensation über ein digital verstellbares Dämpfungsglied vorgenommen. Dazu wurde der Verstärkungsfaktor des Transponders über einen Temperaturbereich von -20°C bis +50°C vermessen und die Korrekturwerte im Transponder abgespeichert. Durch einen Temperatursensor wird die Temperatur während des Betriebs gemessen und die Variation durch den entsprechenden Stellwert aus der Tabelle kompensiert.

4.1.2 Alterung

Die Alterung der Bauteile ist eine zweite Fehlerquelle, die die Langzeitstabilität des Transponders negativ beeinflusst. Aufgrund der extremen Anforderung an die Betriebszeit der Transponder von rund 15 Jahren und die geforderte radiometrische Stabilität darf dieser Einfluss nicht vernachlässigt werden. Alterung ist ein designspezifischer Parameter der verwendeten Bauteile und kann deshalb nicht allgemeingültig angegeben werden. Dementsprechend ist kaum Literatur über dieses Thema verfügbar. Einige Bücher, wie beispielsweise [11], behandeln die statistischen Modelle zu alterungsbedingtem Bauteilausfall, oder enthalten Listen über die minimal zu erwartende Lebensdauer einzelner Komponentengruppen unter gewissen Bedingungen. Angaben über alterungsbedingte Veränderungen der Übertragungscharakteristik sind aber weder in

der Literatur zu finden, noch werden sie von den Herstellern der Bauteile angegeben, da solche Messungen einen erheblichen Aufwand darstellen. Zudem sind sie von einer Vielzahl von Faktoren abhängig. Dazu zählen unter anderem die elektrische Belastung, die Umgebungstemperatur, die Anzahl der Temperaturzyklen, die Feuchte und die mechanischen Vibrationen. Einige grundlegende Aussagen können aber wie bei der Temperaturabhängigkeit aufgrund der verwendeten Materialien gemacht werden. Es wird dazu dieselbe Terminologie bezüglich aktiven und passiven Bauelementen verwendet.

4.1.2.1 Alterungseffekte von passiven Bauteilen

Bei passiven Bauteilen besteht die Alterung hauptsächlich aus chemischen Prozessen. Dazu gehört die Versprödung des Isoliermaterials oder aggressives Flussmittel, welches das Material angreift. Beides kann zu einer Verschlechterung der elektrischen Eigenschaften führen. Bei hochwertigen Bauteilen und guter Isolation entfällt dieser Einfluss weitgehend. Aus diesem Grund bleiben hochwertige passive Bauteile bei fachgemäßem Betrieb meist über mehrere Jahrzehnte stabil.

4.1.2.2 Alterungseffekte von aktiven Bauteilen

Die Ursachen für die Alterung von aktiven Bauteilen sind relativ gut erforscht. Sie besteht bei Halbleiterbauteilen hauptsächlich aus der Ausschwemmung von Ladungsträgern durch das angelegte Feld und der Wanderung von Störstellen innerhalb der Kristallstruktur [10]. Beide Effekte verändern das Dotierprofil und somit dessen charakteristisches Verhalten. Werden Ladungsträger bei MOS-Transistoren durch das elektrische Feld in die Oxidschicht zwischen Metall und Halbleiter transportiert, bilden sich sogenannte *Traps*, die zu einer Vergrößerung der Kanalbreite des Transistors führen und somit seinen Verstärkungsfaktor beeinflussen [12,13]. Da diese Effekte bereits nach kurzer Zeit zu einer erheblichen Verschlechterung des Bauteilverhaltens führen, werden hochwertige Halbleiterbauteile einem sogenannten *Burn-in* Verfahren unterzogen. Durch die Lagerung oder den Betrieb des Bauteils bei hoher Temperatur von über 100 °C wird innerhalb weniger Tagen eine künstliche Alterung um mehrere Jahre erreicht. Da der Alterungsprozess nach der Anfangsphase stark nachlässt, kann dadurch die Stabilität des Bauteils verbessert werden. Trotz dieses Verfahrens lässt sich eine gewisse Alterung der aktiven Bauteile nicht vermeiden. Aus diesem Grund sollte der zur Kalibrierung verwendete Referenzpfad keine aktiven Bauteile enthalten.

4.1.2.3 Abschätzung der Alterung anhand der TerraSAR-X-Transponder

Um den Einfluss der Alterung bei Transpondern in der Praxis abschätzen zu können, sind deshalb eigene Messungen hilfreich. Dazu wurde die elektrische Verstärkung der TerraSAR-X-Transponder im Rahmen dieser Arbeit neu vermessen. Die Ergebnisse wurden mit den Messwer-

ten aus 2006 – vor der Inbetriebnahme – verglichen. Abbildung 4-2 zeigt einen TerraSAR-X-Transponder im Einsatz.



Abbildung 4-2: Die Abbildung zeigt einen TerraSAR-X Transponder während einem Überflug. Die Sende- und Empfangsantenne (Hornantennen) und die Elektronik (schwarze Box) sind deutlich zu erkennen. Als Stromversorgung für den Transponder dient eine Autobatterie.¹⁵

Die Transponder wurden im Jahre 2006 im Auftrag vom DLR von der Universität Karlsruhe für die radiometrische Kalibrierung des TerraSAR-X gebaut. Sie weisen eine Verstärkung von ungefähr 54 dB auf und haben eine spezifizierte Genauigkeit von 0.5 dB (1σ). Der Aufbau lässt sich in einen Hauptzweig, eine Schaltung zur Signalaufzeichnung, eine digitalen Steuereinheit und die Temperaturkompensation unterteilen. Die Schaltung zur Temperaturkompensation misst über einen Sensor die Temperatur und korrigiert damit die Verstärkung von AMP2. Der vereinfachte Schaltplan ist in Abbildung 4-3 gezeigt.

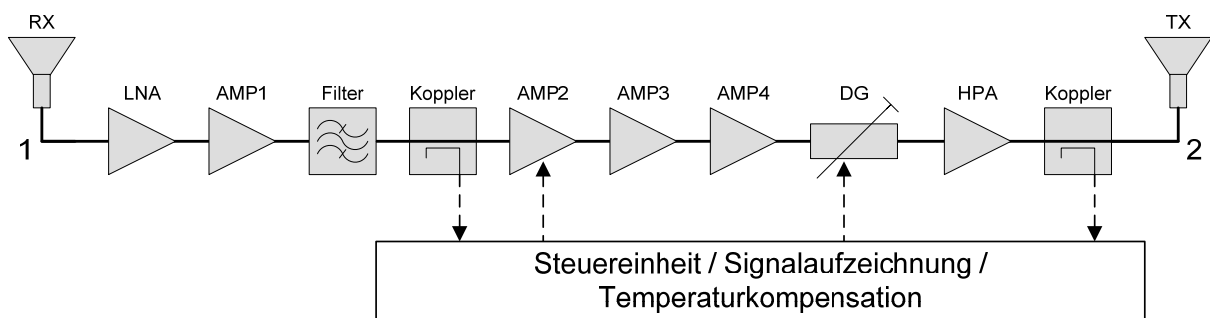


Abbildung 4-3: Blockschaltbild der TerraSAR-X Transpondern. Die Punkte 1 und 2 bezeichnen die Anschlüsse der jeweiligen NWA Ports.

¹⁵⁾ Quelle: DLR Archiv

Er besteht aus mehreren Verstärkern, Kopplern, einem Filter und einem digitalen Dämpfungsglied. Im Gegensatz zu dem in dieser Arbeit entwickelten Transponder weist er keine Frequenzumsetzung und somit keinen Mischer und Signalgenerator (LO) auf. Ansonsten ist er in weiten Teilen ähnlich aufgebaut und arbeitet im gleichen Frequenzbereich. Aus diesem Grund kann er bis zu einem gewissen Grad als Referenz zur Abschätzung des Alterungsverhaltens benutzt werden.

Zur Messung der S-Parameter wurde ein Agilent 5230A Netzwerkanalysator (NWA) benutzt. Dazu wurden die Antennen des Transponders entfernt und die Zuleitungen nach einer Kalibrierung des NWA direkt angeschlossen. Die Nummern eins und zwei in Abbildung 4-3 entsprechen den Portnummern des NWA. Da bei der früheren Messung im Jahr 2006 nur der für die RCS-Berechnung relevante Betrag des Vorwärts-Transmissionsfaktors (S_{21}) gemessen wurde, kann keine Aussage über die alterungsbedingten Einflüsse auf die Phase gemacht werden.

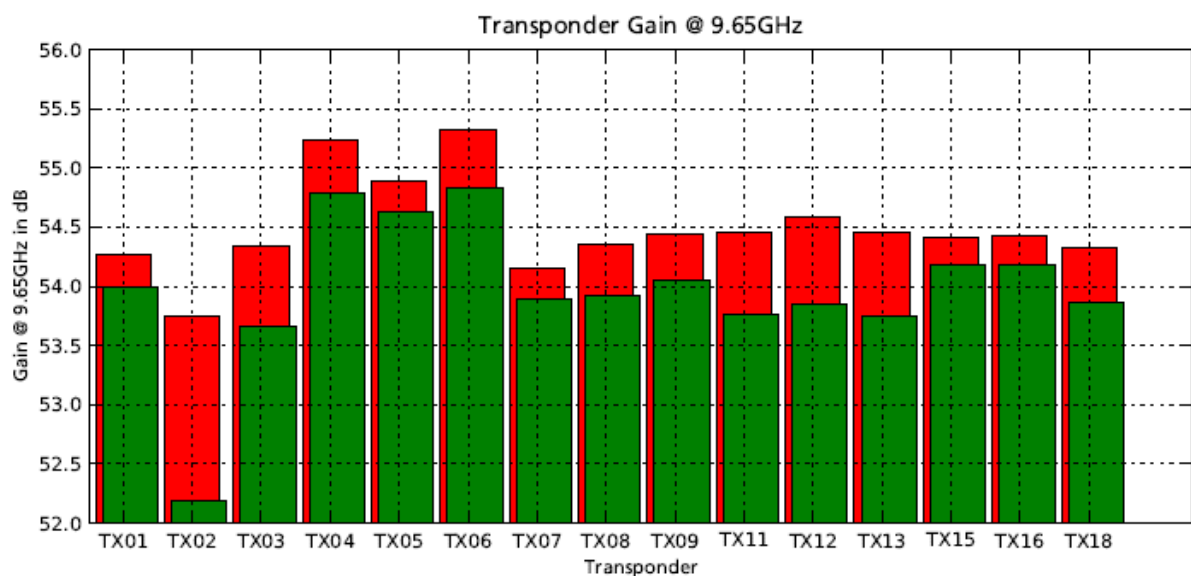


Abbildung 4-4: Betrag des Vorwärts-Transmissionsfaktors (S_{21}) bei der Mittenfrequenz 9.65 GHz. Die roten Balken entsprechen der Messung von 2006, die Grünen den neuen Messungen

Wie in Abbildung 4-4 gezeigt, hat die Verstärkung aller gemessener Transponder erwartungsgemäss über die Zeit abgenommen. Die alterungsbedingte Verschlechterung der Verstärkung ist in Abbildung 4-5 für jeden Transponder einzeln dargestellt. Sie weist eine relativ grosse Streuung auf, die nicht mit der Einsatzhäufigkeit der Transponder korreliert. So wurden die Transponder TX01, TX06, TX11 und TX16 am öftesten benutzt. Die Transponder TX02 und TX15, die den grössten beziehungsweise kleinsten Einfluss zeigen, hingegen nur selten.

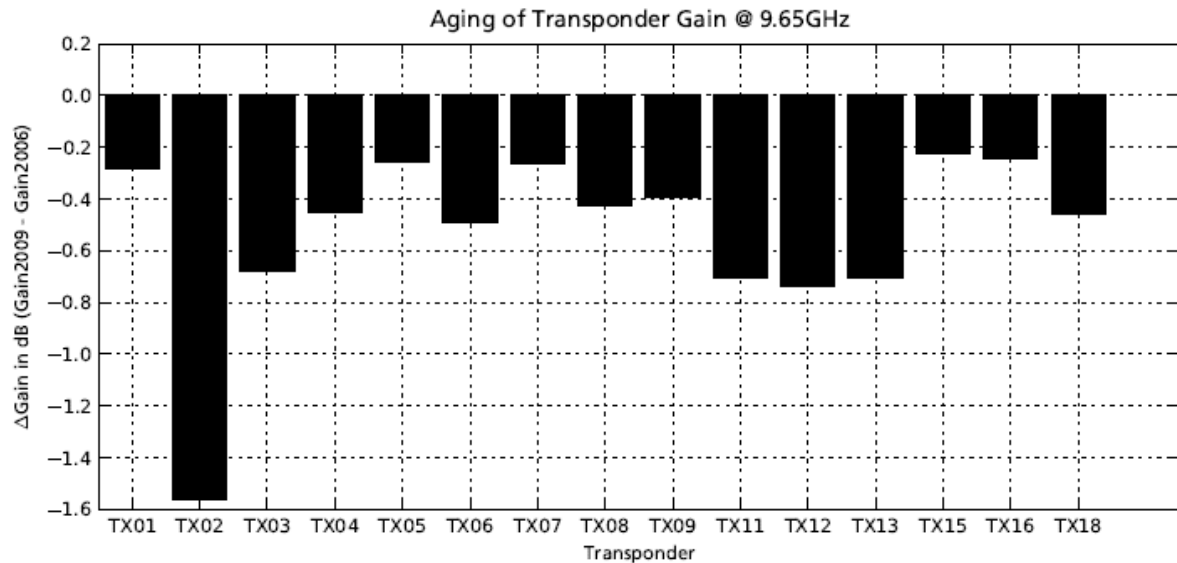


Abbildung 4-5: Alterungsbedingte Verschlechterung der Transponderverstärkung und somit des physikalischen RCS bei 9.65 GHz

In Abbildung 4-6 ist die Verstärkung über der Frequenz aufgezeichnet. Obwohl die Charakteristik des Frequenzgangs über die Jahre gleich geblieben ist, lässt sich trotzdem eine frequenz-spezifische Verschlechterung des S21 feststellen. Generell unterliegen höhere Frequenzen grösseren Änderungen. Dies ist, wie im Falle von TX01 in Abbildung 4-6a ersichtlich, nicht allgemeingültig.

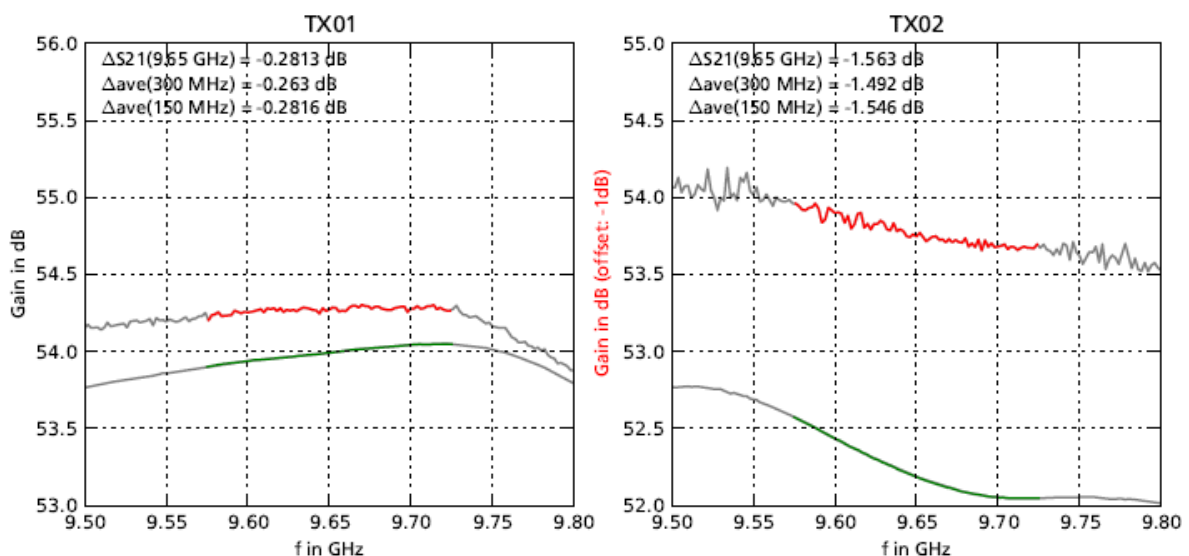


Abbildung 4-6: S21 von zwei verschiedenen Transpondern über der Frequenz aufgetragen. Die rote Kurve zeigt die Messung aus dem Jahr 2006, die Grüne die aktuelle Messung. Der farbige Bereich kennzeichnet den genutzten Frequenzbereich von 150 MHz

4.1.2.4 Rückschlüsse

Durch die grosse Streuung der gemessenen Abweichungen und den Umstand, dass der NWA kurz vor der Messung im Jahre 2006 und 2010 vom Hersteller kalibriert wurde, kann ein syste-

matischer Einfluss ausgeschlossen werden. Mit einer Verstärkungsreduktion von durchschnittlich 0.5 dB bestätigt sich die Annahme der Alterung als kritischen Einfluss auf die Stabilität der Transponder. Das bedeutet, dass neben der Korrektur der temperaturbedingten Verstärkungsvariation wie sie die TerraSAR-X-Transponder aufweisen zusätzlich eine Kompensation der alterungsbedingten Verstärkungsreduktion erfolgen muss. Diese kann durch einen internen Referenzpfad erfolgen, der bloss passive – und somit im Bezug auf die Alterung und die Temperatur unempfindliche – Bauteile enthält. Zusätzlich sollte der Transponder in einem geeigneten Intervall durch einen Abgleich mit einem mechanischen Referenzkörper neu kalibriert werden. Dieser Umstand wird durch die erhöhte Komplexität der neuen Transponder noch verstärkt.

4.1.3 Zusammenfassung

Die Langzeitstabilität bezeichnet dabei die Stabilität zwischen mehreren Überflügen bis zu Jahren und ist somit abzugrenzen von den Störeinflüssen während eines Pulses wie beispielsweise Rauschen. Als kritische Einflüsse auf die Langzeitstabilität wurden die alterungsbedingte Degradation und das Temperaturverhalten der aktiven Komponente identifiziert. Um diese Fehler während des Betriebs korrigieren zu können ist eine interne Kalibrierung (ICAL) notwendig. Dazu muss der Transponder über zwei umschaltbare Moden – einen Kalibrier- und einen Betriebsmodus – verfügen. Der Kalibriermodus dient dazu, die Verstärkung der Schaltung zu überwachen und entsprechend zu korrigieren. Als Betriebsmodus wird der effektive Einsatz als Punktziel bezeichnet. In diesem Modus kann die Verstärkung nicht überwacht werden. Es ist deshalb für die Stabilität des Transponders entscheidend, die Einsatzdauer im Betriebsmodus möglichst kurz zu halten um den Effekt der Temperaturdrift zu minimieren. Das wird dadurch erreicht, dass vor und nach jedem Überflug in den Kalibriermodus umgeschaltet wird und der Betriebsmodus nur für die kurze Zeit des Überflugs (weniger als eine Minute) aktiv ist. Falls erforderlich, kann die Temperaturänderung während der Überflugsdauer zusätzlich durch eine lineare Interpolation aus der Messung unmittelbar vor und nach dem Überflug angenähert werden. Der folgende Abschnitt beschreibt verschiedene Strategien zur internen Kalibrierung. Die ICAL-Strategie bezeichnet dabei das komplette Verfahren, während sich der Ausdruck ICAL-Topologie bloss auf die zur internen Kalibrierung benötigte Hardware bezieht.

4.2 ICAL-Strategie mit Detektorschaltung

Eine unter anderem für die RADARSAT- und ESR-1-Transponder verwendete ICAL-Topologie wird in Abbildung 4-7 am Beispiel des in dieser Arbeit entworfenen Transponders beschrieben. Dabei handelt es sich um die ursprünglich geplante interne Kalibrierung. Das Prinzip dient als Vergleich zur Beurteilung der in dieser Arbeit vorgestellten, neuen Kalibrierstrategie.

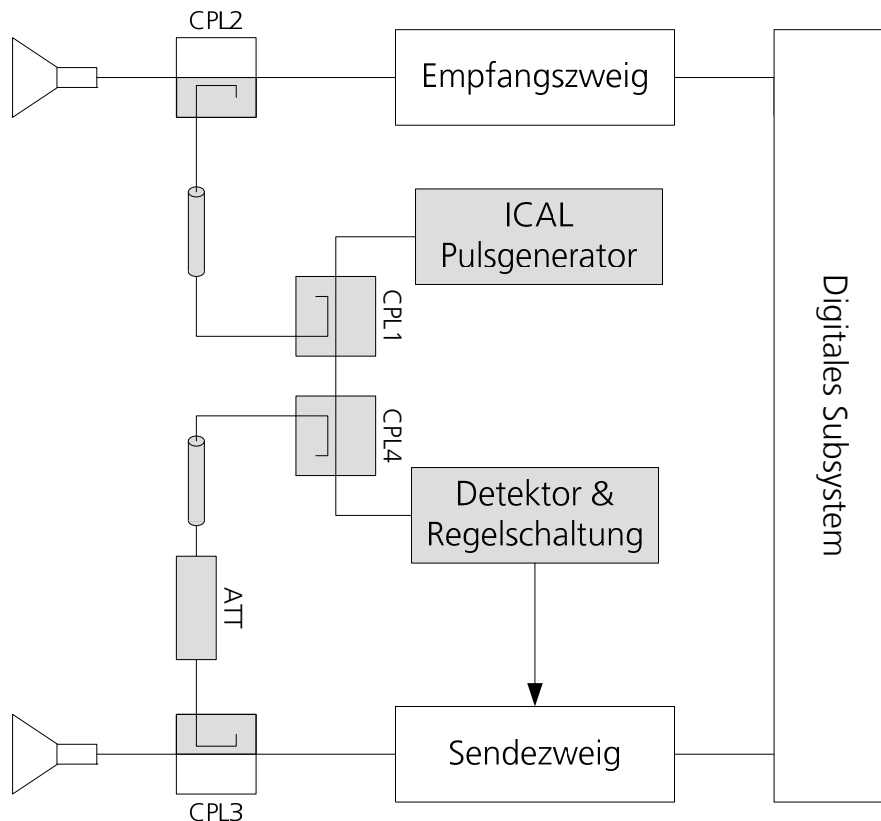


Abbildung 4-7: Anwendung der Kalibriertopologie auf den Transponder. Die grauen Blöcke werden zur ICAL verwendet. Indem die gedämpfte Verstärkung des Hauptzweigs – mit den kritischen aktiven Bauteilen – mit der bekannten Dämpfung eines ICAL-Zweigs verglichen wird, können allfällige Abweichungen in der Verstärkung des Transponders detektiert werden. Der als Referenz dienende ICAL-Zweig enthält zu diesem Zweck nur passive, hochgenaue Bauteile. Für eine erhöhte Genauigkeit kann der ICAL-Zweig zusätzlich in eine temperaturstabilisierte Box integriert werden.

4.2.1 Funktionsweise

Wird der Transponder im Kalibriermodus betrieben, ist der ICAL-Pulsgenerator aktiviert. Er erzeugt einen Puls, der durch CPL1 und CPL4 in die Detektorschaltung gelangt. Dieser Teil des Pulses wird im weiteren Verlauf Referenzpuls genannt. Seine Leistung entspricht der Ausgangsleistung des Pulsgenerators abzüglich der ausgekoppelten Leistung und der Einfügedämpfung des Kabels sowie der beiden Koppler CPL1 und CPL4. Gleichzeitig wird von CPL1 ein Teil der Pulsleistung ausgekoppelt und über CPL2 in den Empfangszweig des Transponders eingekoppelt. Dort durchläuft der Kalibrierpuls alle Bauteile des Hauptzweigs ausser den Antennen. Nach einer Verzögerung durch das digitale Subsystem gelangt er über den Sendezweig, CPL3, ATT und CPL4 ebenfalls in die Detektorschaltung. Die digitale Verzögerung muss dabei mindestens einer Pulslänge entsprechen, um den Kalibrierpuls und den Referenzpuls zeitlich unterscheiden zu können. Auf diese Weise wird sichergestellt, dass die vom Leistungsdetektor gemessene Leistung eindeutig einem der beiden Pulse zugeordnet werden kann. Die Pulsleistung des Kalibrierpulses ist ebenfalls abhängig von der Ausgangsleistung des Signalgenerators und der Einfügedämpfung bzw. dem Kopplungsverhältnis der Bauteile in der Kalibrierschaltung. Zusätzlich

wird er durch die Bauteile im Hauptzweig des Transponders beeinflusst. Unter der Annahme, dass die Bauteile der ICAL-Schaltung (in Abbildung 4-7 grau gekennzeichnet) stabil sind, entspricht eine Leistungsänderung einer Änderung der Transponderverstärkung und kann durch die Regelschaltung angepasst werden. Dazu wird ein digitales Dämpfungsglied im Hauptzweig solange angepasst, bis die Leistung des Referenz- und des Kalibrierpulses dem vorgeschriebenen Verhältnis entsprechen. Die Bedingung, dass sich die Bauteile der ICAL stabil verhalten, kann nicht allgemein angenommen werden. Wie in Abschnitt 4.1 festgestellt, weisen besonders aktive Bauteile ein ausgesprochen temperatur- und alterungsabhängiges Verhalten auf. Aus diesem Grund darf der Referenzpfad keine aktiven Bauteile enthalten. Bei der oben erwähnten ICAL-Schaltung weisen bloss die Detektoreinheit und der Signalgenerator Halbleiterbauteile auf. Beide Einheiten werden aber sowohl vom Referenzpuls als auch vom Kalibrierpuls durchlaufen. Somit kann der Einfluss durch Verhältnisbildung der beiden Pulse eliminiert werden. Dieses Prinzip wird unter anderem in den Transpondern zur radiometrischen Kalibrierung des kanadischen RADARSAT und des ESR-1 Satelliten der ESA verwendet. Für die genaue Implementierung wird auf [5] bzw. [6] verwiesen.

4.2.2 Beurteilung der ICAL-Strategie

Die oben beschriebene ICAL-Strategie ermöglicht bei sorgfälliger Implementierung die gewünschte Kompensation der temperatur- und alterungsbedingten Verstärkungsvariationen des Transponders. Ein entscheidender Nachteil der ICAL-Strategie besteht allerdings darin, dass sie mit dem digitalen Dämpfungsglied nur über einen Freiheitsgrad zur Kompensation der Transponderverstärkung verfügt. Somit kann die Verstärkung nicht frequenz- oder leistungsabhängig geändert werden. Zudem verfügt sie über keine Möglichkeit, die Gruppenlaufzeit und somit die komplexe Übertragungsfunktion zu verändern. Diese hat aber, wie in den theoretischen Grundlagen erläutert, ebenfalls einen Einfluss auf die Impulsantwort des Punktziels. Des Weiteren kann das Kalibriersignal bezüglich Leistung nicht beliebig gewählt werden, da es auf den Arbeitspunkt der Detektordiode abgestimmt sein muss. Zudem sind verschiedene Kalibrierpulse nur durch einen komplexen und teuren Arbiträr-Funktionsgenerator (AWG – Arbitrary Waveform Generator) möglich und somit praktisch ausgeschlossen.

Um die Antennen besser vor Umwelteinflüssen wie beispielweise Dreckablagerungen zu schützen, wird der Transponder zwischen den einzelnen Überflügen in eine Parkposition gefahren in der die Antennen Richtung Boden zeigen und somit den Erdboden, den Fuss oder das Stativ des Transponders beleuchten. Da sich diese Objekte im Nahfeld der Antennen befinden, kann für den Kalibriermodus – der in der Parkposition durchgeführt wird – keine genügende Antennenentkopplung zwischen Sende- und Empfangsantenne gewährleistet werden. Dies stellt ein Problem für die ICAL-Strategie dar, da durch den Koppler CPL3 bloss ein Teil der Leistung in

den ICAL-Zweig ausgekoppelt wird, während der Rest über die Sendeantenne abgestrahlt und abhängig von der Antennenkopplung über die Empfangsantenne wieder ins System gelangen. Um dadurch verursachte Störungen des Kalibriervorgangs zu verhindern muss entweder eine genügend grosse Antennenentkoppelung sichergestellt werden oder es muss zwischen zwei aufeinanderfolgende Kalibrierpulse genügend lange gewartet werden.

4.3 Verbesserte ICAL-Strategie

Die oben genannten Nachteile werden unter anderem durch die neue Kalibrierstrategie behoben. Sie integriert die komplette ICAL-Signalerzeugung und ICAL-Detektion im digitalen Subsystem. Abbildung 4-8 zeigt eine schematische Darstellung der entwickelten ICAL-Topologie.

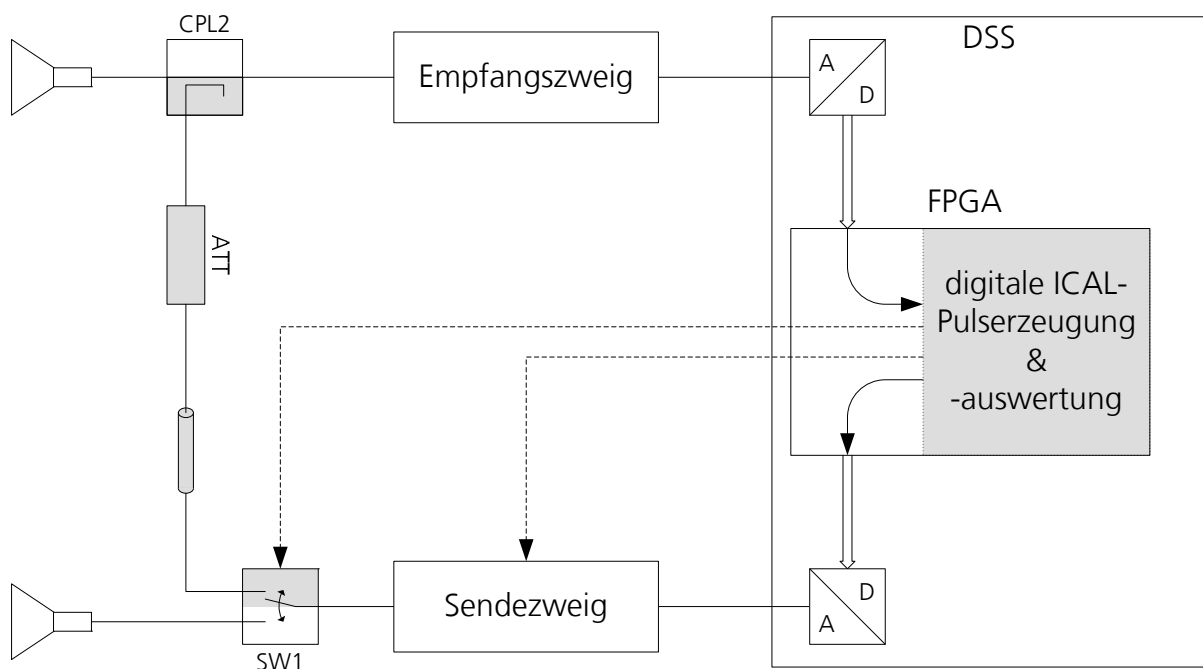


Abbildung 4-8: Blockschaltbild der neuen Kalibriertopologie. Die grauen Blöcke sind Teil der ICAL.

4.3.1 Funktionsweise

Wie in Absatz 4.2.2 erwähnt, verfügt der Transponder über eine Parkposition, in welcher die Antennen Richtung Boden schauen um sie besser vor Umwelteinflüssen wie Schmutz oder Wind zu schützen. Nur für die Zeit des Überflugs wird der Transponder auf den Satelliten ausgerichtet und danach durch den Positionierer (in Abbildung 1-1 ersichtlich) automatisch wieder in die Parkposition gestellt. Das bedeutet, dass der Kalibriervorgang in der Parkposition durchgeführt wird in welcher keine ausreichende Antennenentkopplung gewährleistet wird. Dies führt dazu, dass neben der Leistung durch den ICAL-Zweig zusätzlich ein unbekannter Anteil der Sendeleistung über die Antennen vom Sende- in den Empfangszweig gelangt und somit die Genauigkeit der Kalibrierung beeinflusst. Zu diesem Zweck beinhaltet der Transponder statt einem Koppler

den Schalter SW1, mit welchem zwischen Kalibrier- und Betriebsmodus umgeschaltet werden kann. Dazu wird die Sendeantenne mit dem Wellenwiderstand angepasst abgeschlossen und der Sende- und Empfangszweig über den Kalibrierzweig miteinander verbunden. Durch die Verwendung eines elektromechanischen Schalters wird die Sendeleistung im Kalibriermodus über 110 dB gedämpft. Somit liegt die Leistung des Störsignals über die Antennen selbst bei verlustloser Verbindung von Sende- und Empfangsport über 50 dB unter der Leistung des durch den Kalibrierzweig laufenden Signals und hat somit keinen Einfluss auf die Kalibrierung.

Zur Kalibrierung wird im digitalen Subsystem ein Kalibriersignal erzeugt und durch den DAC in den Sendezweig geführt. Über den Kalibrierzweig, den Koppler CPL2 und den Empfangszweig gelangt das Kalibriersignal zur Auswertung wieder in das digitale Subsystem. Die aus dem Vergleich des generierten mit dem empfangenen Kalibriersignal gezogenen Rückschlüsse auf das Verhalten des Transponders werden dann zur Kalibrierung verwendet. Um eine zu hohe oder zu geringe Verstärkung des Transponders kompensieren zu können verfügt der Sende- und der Empfangszweig über je ein digital verstellbares Dämpfungsglied mit einer Schrittweite von 0.5 dB. Damit kann die Gesamtverstärkung und somit der RCS des Transponders in groben Schritten verändert werden. Durch den zusätzlichen Freiheitsgrad, im Vergleich zu einer Topologie mit nur einem verstellbaren Dämpfungsglied, kann die Gesamtverstärkung des Transponders dahingehend auf die beiden Zweige aufgeteilt werden, dass der ADC und der DAC stets optimal ausgesteuert sind. Kleinere Änderungen der Gesamtverstärkung als 0.5 dB können durch einen Skalierungsfaktor im digitalen Subsystem kompensiert werden. Durch den DAC mit 14 Bits ergibt sich eine nichtlineare Schrittweite von bis zu 0.0005 dB. Zusätzlich zu dem Skalierungsfaktor kann aufgrund des Kalibriersignals auch eine frequenz- und leistungsabhängige Kompensationsmatrix erstellt werden, mit deren Hilfe der Amplituden- und Phasenfrequenzgang des Transponders digital angepasst werden kann.

4.3.2 Kalibrierverfahren

Durch Verlagerung des Kalibrier-Signalgenerators und der Detektoreinheit in den digitalen Bereich und die schnelle Abtastung des Signals können beinahe beliebige Kalibriersignale generiert und ausgewertet werden. Dadurch wird die Beschränkung auf eine Frequenz und eine Leistung wie bei den ESR-1- und RADARSAT-Transpondern aufgehoben. Einige mögliche Kalibriersignale und -verfahren, mit unterschiedlichen Anforderungen an die Auswertelogik, werden im Folgenden kurz behandelt. Die Auswahl des geeignetsten Kalibriersignals ist Teil der Implementierung.

4.3.2.1 Kalibrierung mittels eines monofrequenten Signals

Als einfachstes Kalibriersignal kann wie bei den vorgehend erwähnten Transpondern ein Sinussignal bei der Mittenfrequenz genutzt werden. Durch Detektierung der Leistung des Kalibriersignals kann die Verstärkung bei der einen Frequenz überwacht werden. Diese Strategie setzt voraus, dass sich der Transponder über den gesamten Frequenz- und Leistungsbereich gleich verhält. Die Auswertung des Kalibriersignals und die entsprechende Kompensation der Verstärkungsänderung sind durch Verstellen des variablen Dämpfungsglieds oder des Skalierungsfaktors im digitalen Teil einfach möglich. Allerdings können auf diese Weise Veränderung des Frequenzgangs, wie beim TerraSAR-X-Transponder gemessen und in Abbildung 4-6b dargestellt, nicht kompensiert werden. Ein zusätzlicher Nachteil dieser Kalibrierung besteht darin, dass sie eine leistungsabhängige Verstärkung, wie sie bei praktisch allen aktiven Bauteilen auftritt, nicht detektieren kann¹⁶. Dies kann durch eine Erweiterung der Kalibrierstrategie behoben werden. Dazu werden mehrere Kalibriersignale mit unterschiedlicher Leistung verwendet und für jede Leistung ein entsprechender Korrekturfaktor bestimmt. Da das Rauschverhalten mit abnehmen der Signalamplitude schlechter wird, müssen die Kalibriersignale im unteren Leistungsbereich über mehrere Messungen gemittelt werden. Der Kalibriervorgang wird dadurch nicht erheblich aufwändiger, im Betriebsmodus muss allerdings abhängig von der Pulsleistung der entsprechende Kompensationsfaktor verwendet werden.

4.3.2.2 Kalibrierung mittels Pulskompression

Diese Kalibrierstrategie gestaltet sich bedeutend komplizierter als die vorhergehende. Dazu wird als Kalibriersignal eine Replika des Radarpulses verwendet. Anschliessend wird durch Pulskompression die Impulsantwort berechnet und der RCS bestimmt. Stimmt das Ergebnis nicht mit dem abgespeicherten Wert überein, kann er durch Änderung des Dämpfungswerts verändert werden bis er mit dem spezifizierten RCS übereinstimmt. Der Transponder benötigt für diese Kalibrierstrategie einen Programm zur Prozessierung des Pulses und Bestimmung seines RCS. Falls die Prozessierungsgeschwindigkeit ausreicht, kann statt einem Puls auch der komplette Überflug simuliert werden. Das ermöglicht die Berücksichtigung der Verstärkungskompression der Bauteile. Der Vorteil dieser Kalibrierstrategie liegt darin, dass der, im Kalibriermodus berechnete, Verstärkungsfaktor für den gesamten Überflug gilt und das Radarsignal während des Betriebs somit nicht in Echtzeit analysiert werden muss. Ein weiterer Vorteil ist, dass durch die Prozessierung sämtliche Einflüsse – wie beispielsweise alterungsbedingte Änderung des Phasen-Frequenzgangs – berücksichtigt werden. Allerdings Zusätzlich unterstützt diese Strategie auch

¹⁶⁾ Diesem Umstand wurde bis zu einem gewissen Grad bei der Auswahl der Bauteile Rechnung getragen. Alle verwendeten (aktiven) Bauteile weisen bei voller Aussteuerung eine Verstärkungskompression von maximal 0.1 dB auf.

die Kalibrierung für verschiedene Betriebsmoden des Satelliten indem die entsprechenden Replikas zur Kalibrierung verwendet werden. Dadurch ist sie auch für zukünftige SAR-Moden wie beispielsweise Split-Bandwidth geeignet.

4.3.2.3 Stepped-Frequency-Verfahren

Bei dieser Kalibrierstrategie wird der Transponder im Kalibriermodus ähnlich einem Netzwerkanalysator (NWA) betrieben. Dazu wird das gesamte genutzte Frequenzband durchlaufen und der komplexe Vorwärts-Transmissionsfaktor (S_{21}) des Transponders bestimmt. Alternativ können, wie bei einem NWA, statt einem kontinuierlichen Frequenzdurchlauf auch diskrete Frequenzen mit feiner Abstufung benutzt werden. Der über der Frequenz gemessene Transmissionsfaktor S_{21} wird mit dem vorgegebenen S_{21} verglichen und die berechneten Korrekturwerte in einen schnellen Speicher abgelegt. Im Betriebsmodus werden die gespeicherten Korrekturwerte anschliessend auf die Pulse angewandt. Dies erfolgt implementierungsabhängig durch eine Faltung im Zeitbereich, eine Multiplikation im Frequenzbereich oder mithilfe von digitalen Filtern wie IIR- (Infinite Impuls Respons) und FIR-Filtern (Finite Impuls Response). Weitere vereinfachte Algorithmen¹⁷ müssten für den Fall, dass dieses Verfahren gewählt wird auf ihre Machbarkeit geprüft werden.

Der Vorteil dieser Kalibrierstrategie im Vergleich zu den vorhergehenden liegt darin, dass die Übertragungscharakteristik beliebig verändert beziehungsweise unerwünschte Abweichungen korrigiert werden können. Dadurch lässt sich eine alterungs- oder temperaturbedingte Änderung des Amplituden- und Phasen-Frequenzgangs kompensieren. Wird der Transmissionsfaktor bei verschiedenen Leistungen gemessen, können zusätzlich leistungsabhängige Änderungen – wie beispielsweise eine temperaturabhängige Verschiebung des 1 dB Kompressionspunkts bei Verstärkern – kompensiert werden. Zudem kann die Übertragungscharakteristik so verändert werden, dass der Transponder einen frequenzunabhängigen RCS aufweist und sich somit über den genutzten Frequenzbereich wie eine Kugel verhält. Wie in Abschnitt 2.2 erklärt, ist das für einen Transponder mit konstanter Verstärkung (und somit ohne Korrektur des komplexen Frequenzgangs) nicht der Fall. Ein weiterer Vorteil dieser Kalibrierstrategie besteht darin, dass sich die einzelnen Terme unabhängig voneinander überwachen lassen. Das ermöglicht genauere Einblicke in das Langzeitverhalten des Frequenzgangs, was sich für zukünftige Transponder nutzen lässt.

Der Nachteil dieser Strategie liegt in der Komplexität des Kompensationsalgorithmus, der im FPGA implementiert werden muss. Sie bestimmt die Latenzzeit des Transponders und somit die

¹⁷⁾ Statt durch eine FFT kann die Frequenz des Radarsignals möglicherweise auch aus der Zeitdifferenz zum Pulsanfang genügend genau bestimmt werden da es sich beim Radarsignal um einen linear frequenzmodulierten Chirp mit bekanntem Modulierungsfaktor handelt. Dies ist bloss als Anregung für eine spätere Implementierung zu verstehen. Ob dies in Realität möglich ist wurde nicht getestet da die Implementierung nicht Teil dieser Arbeit ist.

kürzest mögliche Zeitverzögerung zwischen dem Empfang und dem Zurücksenden des Pulses. Dem kann allerdings, wie zuvor erwähnt, durch eine geeignete Implementierung entgegengewirkt werden.

4.3.2.4 Bestimmung der Übertragungsfunktion mittels Sprungfunktion

Die Verwendung der Sprung- oder Impulsfunktion als Kalibriersignal bietet eine vereinfachte Möglichkeit zur Bestimmung der Übertragungsfunktion des Transponders. Dazu muss sich der Transponder annähernd wie ein lineares, zeitinvariantes System (LTI) verhalten [14]. Kann das System – aufgrund leistungsabhängiger Verstärker oder sonstiger nichtlinearer Bauteile – nicht als linear betrachtet werden, sind zur kompletten Charakterisierung mehrere Pulse mit verschiedenen Leistungen nötig.

Da sich eine genügend gute Impulsfunktion in der Praxis kaum erzeugen lässt, wird fast ausschließlich die Sprungfunktion genutzt. Sie ermöglicht zudem eine Gewichtung und somit bis zu einem gewissen Grad auch die Charakterisierung von nichtlinearen Systemen [15]. Das aufgezeichnete Signal nennt man folglich Sprungantwort. Durch die Ableitung der Sprungantwort und anschließende Laplace-Transformation erhält man den komplexen Frequenzgang. Die Komplexität der Echtzeit-Kompensation im Betriebsmodus ist gleich wie beim Stepped-Frequency Verfahren.

4.3.2.5 Zusammenfassung der verschiedenen Kalibrierverfahren

Die wichtigsten Eigenschaften der verschiedenen vorgestellten Verfahren sind in Tabelle 4-1 kurz zusammengefasst.

Kalibrierverfahren	Monofrequentes Kalibriersignal	Puls-kompression	Stepped-Frequency	Sprungfunktion
Komplexität des Kalibriermodus	Einfach	Hoch	Einfach	Einfach
Komplexität des Betriebsmodus	Einfach	Einfach	Mittel	Mittel
Kompensation von Änderungen des Amplituden-Frequenzgangs	Nein	Wird berücksichtigt	Ja	Ja
Kompensation von Änderungen des Phasen-Frequenzgangs	Nein	Wird berücksichtigt	Ja	Ja

Tabelle 4-1: Vergleich der verschiedenen Kalibrierverfahren

Wie in den theoretischen Grundlagen erklärt, wird der RCS eines Punktziels bei einem SAR-Systems durch die Leistung der Impulsantwort bestimmt. Die Impulsantwort wiederum hängt durch die Prozessierung vom Frequenzgang des Objekts ab. Aus diesem Grund darf sich

der Frequenzgang des Referenzziels nicht ändern. Dies wird nur durch die drei letztgenannten Kalibrierverfahren gewährleistet. Die beiden letzten Kalibrierverfahren unterstützen zusätzlich die Generierung eines konstanten Frequenzgangs. Das ermöglicht die Herstellung eines Transponders mit einem frequenzunabhängigen RCS, was für die absolute Kalibrierung Vorteile bieten kann (Abbildung 2-5).

4.4 Zusammenfassung

Im ersten Teil dieses Kapitels wurde der Einfluss der Temperatur und der Alterung auf die Langzeitstabilität des Transponders abgeschätzt. Dazu wurden Temperatursimulationen von bekannten Verstärkerschaltungen und Messungen der TerraSAR-X-Transpondern durchgeführt. Dabei bestätigte sich der Verdacht einer kritischen Temperaturabhängigkeit und alterungsbedingten Verstärkungsdegradation insbesondere für aktive Komponente. Die HF-Eigenschaften von hochwertigen passiven Bauteilen können hingegen als nahezu alterungsresistent und innerhalb eines geringen Temperaturintervalls als beinahe konstant angenommen werden¹⁸. Da sich der Transponder nicht ohne aktive Bauteile wie beispielsweise Verstärker realisieren lässt, muss deren Charakteristik kompensiert werden. Das kann mittels verschiedener Ansätze erreicht werden. Beim TerraSAR-X-Transponder wurde die Gesamtverstärkung im Vorfeld über den gesamten Betriebstemperaturbereich vermessen und für jedes Gerät individuelle Korrekturwerte abgeleitet. Während des Betriebs wird durch eine Temperaturmessung der entsprechende Korrekturwert ermittelt und über das verstellbare Dämpfungsglied eingestellt. Da es sich dabei um eine Steuerung (ohne Rückkopplung) und nicht um eine Regelung (mit Rückkopplung) handelt, werden sekundäre Einflüsse wie beispielsweise Luftfeuchtigkeit nicht berücksichtigt. Zudem lässt sich über eine Steuerung keine alterungsbedingte Korrektur realisieren da sich die Einflüsse durch Alterung aufgrund ihrer Komplexität kaum im Vorfeld quantifizieren lassen.

Aus diesem Grund wurde für diesen Transponder ein anderer Ansatz verfolgt. Durch die Integration eines stabilen Referenzpfads lässt sich der Hauptzweig des Transponders (mit Ausnahme der Antennen) jederzeit kalibrieren und gegebenenfalls anpassen. Somit ist es irrelevant was die physikalische Ursache für eine Verstärkungsänderung ist; sei es eine Temperaturänderung, eine Änderung der Luftfeuchtigkeit oder Alterung. Falls eine Abweichung im Vergleich zum Referenzpfad erkannt wird, wird sie mit Hilfe der verstellbaren Dämpfungsglieder oder durch einen Korrekturfaktor im digitalen Subsystem kompensiert. Somit verlagert sich die Problematik der Langzeitstabilität vom Transponder auf die Langzeitstabilität des Referenzpfads. Dieser sollte deshalb so entworfen werden, dass er möglichst wenige und stabile Bauteile enthält.

¹⁸⁾ Diese Annahme wird in Kapitel 6.1 durch Temperaturmessungen ausgewählter passiver Bauteile verifiziert.

Ausgehend von der bekannten ICAL-Topologie wie sie in den RADARSAT- und ESR-1-Transpondern verwendet wird, wurde in dieser Arbeit unter Einbezug des digitalen Subsystems eine verbesserte ICAL-Topologie entworfen. Neben der geringeren Anzahl an Bauteilen erlaubt sie eine Vielzahl von verschiedenen Kalibrierverfahren mit unterschiedlicher Komplexität und Genauigkeit. Erst dadurch lassen sich die Möglichkeiten des digitalen Subsystems (DSS) wie beispielsweise leistungs- und frequenzabhängige Signalkompensation in Echtzeit voll ausschöpfen.

Vergleich der beiden ICAL-Topologien	Bekannte ICAL-Topologie mit Detektorschaltung	Neue, verbesserte ICAL-Topologie
Ermitteln von komplexen Korrekturwerten zur Kompensation der Gruppenlaufzeit (-variation)	Nicht möglich. <i>Die Detektordiode kann nur die Leistung messen</i>	Ja. <i>Die komplexe Übertragungscharakteristik kann gemessen und verändert werden</i>
Kalibrierung über den gesamten genutzten Leistungsbereich	Nicht möglich. <i>Die Leistung des Kalibrierpulses muss innerhalb des quadratischen Bereichs der Detektordiode liegen</i>	Ja. <i>Innerhalb des gesamten Aussteuerungsbereichs</i>
Unterstützung von verschiedenen Kalibrierpulsen (z.B. Split-Bandwidth für zukünftige Satellitenmissionen)	Nicht möglich. <i>Durch Einbau eines AWGs nachrüstbar, aber nicht sinnvoll, da bloss die Leistung detektiert wird</i>	Ja. <i>Alle Signale, die der Transponder im Betriebsmodus verarbeiten kann, kann er auch zur Kalibrierung verwenden.</i>
Anzahl Bauteile der ICAL (inklusive Kabel, falls für den Aufbau erforderlich)	9 – 10	4
Kalibrierung in der Parkposition	Ja, <i>Falls CPL3 aus der ursprünglichen Version durch einen Schalter ersetzt wird</i>	Ja

Tabelle 4-2: Vergleich der beiden Kalibriertopologien

5 Einführung Fehlerbetrachtung

Für die Analyse der Fehlerbeiträge wurde das Stepped-Frequency-Verfahren bei unterschiedlichen Leistungen als Kalibrierstrategie zu Grunde gelegt. Ähnliche Resultate sind auch mit dem Pulscompressions-Verfahren oder mit der Kalibrierung mittels Sprungfunktion zu erwarten.

Im Folgenden werden die Fehlerbeiträge der einzelnen Komponente in drei Gruppen unterteilt; Offsetfehler, Langzeitstabilität und kurzzeitige Stabilität.

5.1 *Offsetfehler*

Offsetfehler bewirken eine konstante Abweichung vom erwünschten oder spezifizierten RCS des Transponders. Sie sind folglich entscheidend für die Genauigkeit des Transponders, nicht aber für seine Stabilität. Ein möglicher Offsetfehler entsteht beispielsweise falls die mittlere elektronische Verstärkung der Schaltung nicht dem berechneten Wert entspricht. Dasselbe gilt auch für Fehler im Antennendiagramm, da die elektronische Verstärkung und der (winkelabhängige) Antennengewinn direkt in die Formel (2-3) zur Berechnung des RCS einfließen. Durch die Prozessierung der Radarbilder ist nicht nur die mittlere Verstärkung ausschlaggebend, sondern die komplexe Übertragungscharakteristik. Weicht der Amplituden- oder Phasenfrequenzgang von der spezifizierten Funktion ab, wirkt sich das ebenfalls auf den RCS des Transponders aus.

Um die geforderte Genauigkeit zu erreichen ist deshalb eine Referenzmessung gegen ein bekanntes Ziel notwendig. Diese Messung wird externe Kalibrierung (ECAL) genannt und muss mindestens einmalig vor Inbetriebnahme durchgeführt werden. Sie kann auf verschiedene Arten und mit unterschiedlichen Referenzkörpern erfolgen. Da sie nicht Bestandteil dieser Arbeit ist wird nicht weiter auf diesen Fehler eingegangen.

5.2 *Langzeitstabilität*

Neben einem Offsetfehler weisen die Komponenten – insbesondere die aktiven – auch einen Driftfehler auf. Wird der durch Temperaturänderungen oder Alterung hervorgerufene Driftfehler zu gross, kann die Stabilitätsanforderung nicht mehr erreicht werden. Um diesen Fehler zu korrigieren, wird die interne Kalibrierung (ICAL) benötigt. Sie soll sicherstellen, dass der RCS über das gesamte Zeitintervall zwischen zwei externen Kalibrierungen konstant bleibt. Dazu wird die Verhalten des Hauptzweigs mit dem Referenz- oder ICAL-Pfad verglichen und bei Bedarf korrigiert. Dies bedingt, dass die ICAL-Bauteile stabil sind. Selbst bei einer perfekten ICAL sollte die Stabilität in gewissen Zeitabständen durch eine ECAL verifiziert werden, da die Antennen und die Zuleitungen nicht durch die ICAL abgedeckt sind. Je stabiler die ICAL und die Antennen sind, desto seltener ist eine ECAL erforderlich. Da die Drift aller Komponente im Hauptpfad des

Transponders (ausser der Antennen und der Zuleitungen) durch eine geeignete ICAL-Strategie kompensiert werden können, müssen sie nicht beachtet werden. Stattdessen reicht es aus, die Stabilität der ICAL-Bauteile zu spezifizieren. Das wird in Kapitel 6 gemacht.

5.3 *Kurzzeitige Stabilität*

Die kurzzeitige Stabilität umfasst Abweichungen im zurückgesendeten Signal innerhalb eines Überflugs; seien es statistisch mittelwertfreie Störungen (Rauschen) oder vom Abtastzeitpunkt abhängige Verzerrungen wie im Fall des ADCs. Da sich die Rauschanteile dem zurückgesendeten Chirp überlagern, wird die Stabilität des Signals vermindert. Die Fehler dieser Gruppe lassen sich weder durch die ECAL noch die ICAL korrigieren und stellen somit einen verbleibenden Restfehler dar, der die Stabilität des Transponders beeinträchtigt. Aus diesem Grund müssen die Fehler aller Bauteile im Hauptzweig berücksichtigt werden. Als Qualitätskriterium wird zu diesem Zweck in Kapitel 7 die Rauschtemperatur der einzelnen Bauteile und in Kapitel 8 das daraus resultierende Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) des Transponders berechnet. Die Verzerrungen des ADCs werden hingegen bloss qualitativ betrachtet.

6 Langzeitstabilität

Wie in Abschnitt 4.1.2.3 anhand der TerraSAR-Transponder gezeigt, wird die Stabilität neben zufälligen Fehlern auch von einer Drift der Übertragungscharakteristik über die Zeit bestimmt. Als Faktoren wurden die Temperaturabhängigkeit und die Alterung der Bauteile identifiziert. Im Vergleich zu der gemachten Abschätzung muss wegen der grösseren Komplexität der neuen Transponder sogar noch von einem grösseren Einfluss dieser Ursachen ausgegangen werden. Aus diesem Grund ist eine ICAL zwingend erforderlich. Dazu wird (ausser bei der *Kalibrierung mittels eines monofrequenten Signals*) die komplexe Übertragungsfunktion des Transponders gemessen. Das erfolgt entweder explizit – wie beim *Stepped-Frequency-Verfahren* – oder implizit – wie bei der *Kalibrierung mittels Pulskompression*. Beiden Verfahren verwenden den ICAL-Zweig als Referenz um eine allfällige Änderung im Verhalten des Hauptzweigs des Transponders zu messen. Aus diesem Grund ist zur Bestimmung des systematischen Fehlers des Transponders bloss die Stabilität des ICAL-Zweigs entscheidend. Obwohl im ICAL-Zweig nur passive und hochpräzise Komponente eingesetzt werden, ist eine Charakterisierung des Temperaturverhaltens und der Alterung zur Bestimmung der Stabilität notwendig. Dazu wurden sämtliche kritischen Bauteile vermessen.

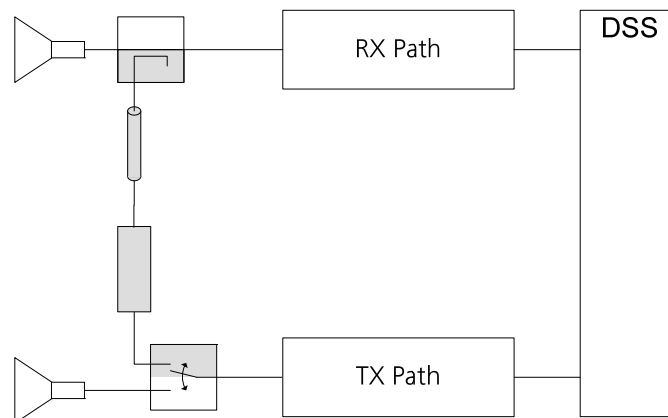


Abbildung 6-1: Vereinfachtes Blockschaltbild des Transponders. Die kritischen Bauteile sind grau gekennzeichnet.

6.1 Temperaturabhängigkeit

Um das Temperaturverhalten der kritischen Bauteile zu charakterisieren, wurden sie einzeln in einer Klimakammer über einen Bereich von -10°C bis 60°C vermessen. Der Temperaturbereich wurde so gewählt, dass alle Bauteile innerhalb der erlaubten Betriebstemperatur betrieben werden konnten. Auf der anderen Seite wurde versucht den Temperaturbereich möglichst gross zu wählen, sodass der Temperaturkoeffizient selbst für diese erwartungsgemäss temperaturinsensitiven Bauteile mit genügender Genauigkeit bestimmt werden kann. Abbildung 6-2 zeigt den Aufbau für eine 2-Tor-S-Parametermessung über der Temperatur.



Abbildung 6-2: Auf der rechten Seite steht die geöffnete Klimakammer, die mit Hilfe einer Zeitschaltuhr (auf der Frontseite zu erkennen) eine bestimmte Temperaturkurve abfahren kann. Über eine Öffnung an der linken Seite der Kammer wurden die Messkabel (blau) vom Messbauteil an den NWA herausgeführt. Für die genaue Temperaturmessung der Kammertemperatur wurde ein PT100-Tempersensor verwendet (rotes Kabel).

Als Einstellungen des NWA wurden die im Voraus ermittelten Werte für Videobandbreite und Mittelung aus Anhang A.VI verwendet. Sie wurden durch einen Testaufbau so bestimmt, dass eine minimale Messungenauigkeit entsteht. Dazu muss so lange wie möglich gemessen werden um das Eigenrauschen des NWAs zu minimieren aber genügend kurz um gleichzeitig die Drift des NWAs minimal zu halten. Die erreichbare Messgenauigkeit ist in Anhang A.VI angegeben. Eine Kalibrierung des NWAs (inklusive Zuleitungen) wurde vor jeder Messung bei Raumtemperatur durchgeführt.

6.1.1 Messverfahren für 2-Tor Komponenten

Wie aus Abbildung 6-2 ersichtlich, ist neben dem zu charakterisierenden Bauteil (DUT – device under test) zusätzlich ein Stück der Zuleitungen innerhalb der Temperaturkammer, welches die Messung verfälscht. Aus diesem Grund muss die Temperaturabhängigkeit des Messaufbaus zuerst charakterisiert und bei den folgenden Messungen abgezogen werden. Abbildung 6-3 zeigt die Temperaturcharakterisierung des (kurzgeschlossenen) Messaufbaus ohne DUT über der Zeit. Zur Messung eines Bauteils über einen Temperaturzyklus lassen sich bei dieser Klimakammer zwei Temperaturen einstellen, auf welche abwechselnd geregelt wird. Zur Validierung der Ergebnisse und um eine Drift des NWAs auszuschließen, wurde ein voller Zyklus mit Rückgang zur Anfangstemperatur gemessen. Die Regelgeschwindigkeit der Übergänge für steigende und fallende Temperaturverläufe ist unterschiedlich schnell und lässt sich bei dieser Kammer nicht

einstellen. Dies ist in der Kurve durch die unterschiedliche Steigung ersichtlich. Zur besseren Anschauung ist die Temperaturskala in allen folgenden Diagrammen invertiert aufgetragen.

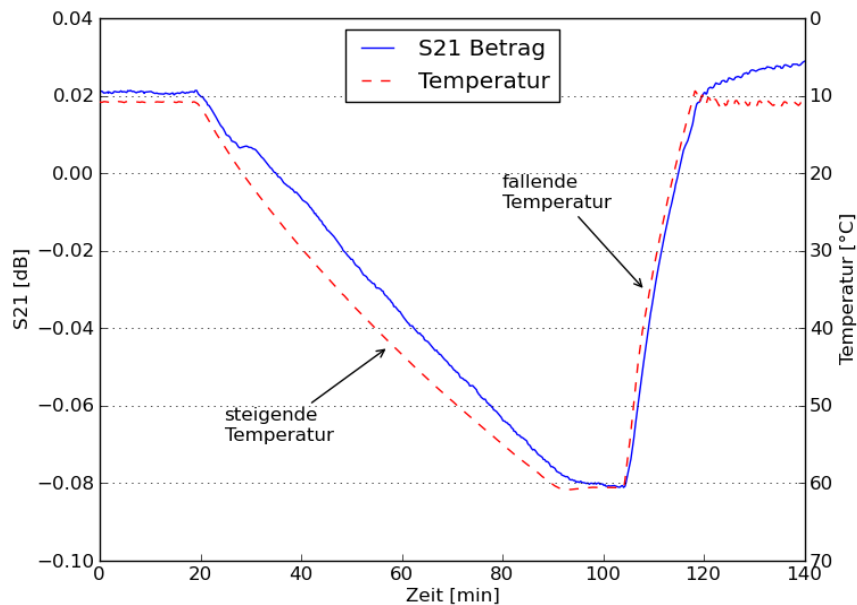


Abbildung 6-3: Zeitverlauf der S21-Messung des Messaufbaus über ein Temperaturintervall von 10°C bis 60°C.

Um den linearen Temperaturkoeffizienten zu erhalten wurden die Messwerte über der Temperatur aufgetragen und die Ausgleichsgerade mittels linearer Regression bestimmt (Abbildung 6-4). Die Messwerte des steigenden und fallenden Temperaturverlaufs zeigen einen leichten Versatz. Dieser kommt unter anderem daher, dass die S-Parameter nicht mit der Bauteiltemperatur sondern der Umgebungstemperatur verglichen werden. Besonders für den fallenden Temperaturverlauf ist aufgrund der schnellen Temperaturänderung von einer Abweichung zwischen Umgebungs- und Bauteiltemperatur auszugehen.

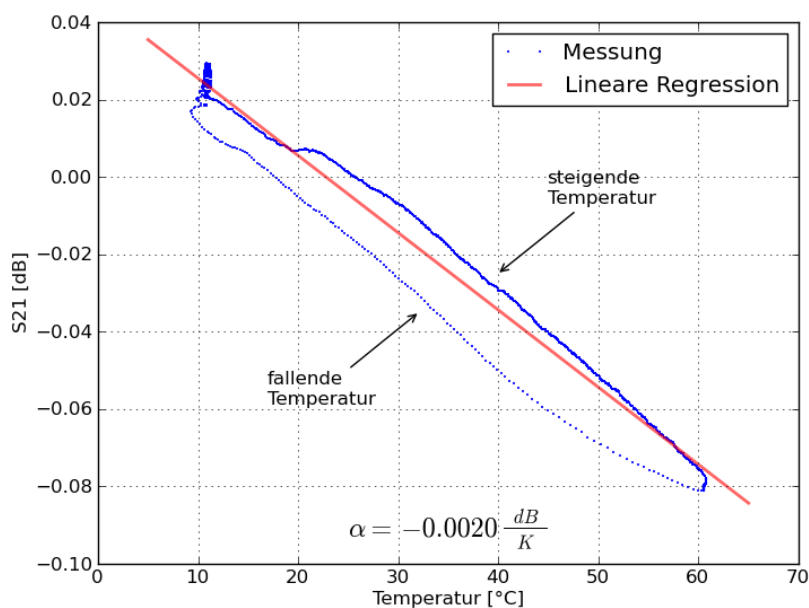


Abbildung 6-4: Der Vorwärts-Transmissionsfaktor S21 des Messaufbaus in Abhängigkeit der Temperatur.

Die Temperaturabhängigkeit der Zuleitungen kann durch einen linearen Temperaturkoeffizienten von $-0.002 \text{ dB} \cdot \text{K}^{-1}$ beschrieben werden. Bei den folgenden Messresultaten wurde dieser Einfluss kompensiert.

6.1.2 Temperaturabhängigkeit der kritischen 2-Tor Komponenten

Da der Kabeltyp für den Transponder noch nicht bestimmt wurde, wurde zur Messung des Temperaturverhaltens stellvertretend ein zwei Meter langes Koaxialkabel vom Typ Suhner Su-coFlex104 verwendet. Der Einfluss der Zuleitungen wurde kompensiert (grüne Kurve) und die Werte auf eine Leitungslänge von einem Meter normiert. Der Temperaturkoeffizient beträgt $-0.003 \text{ dB} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$.

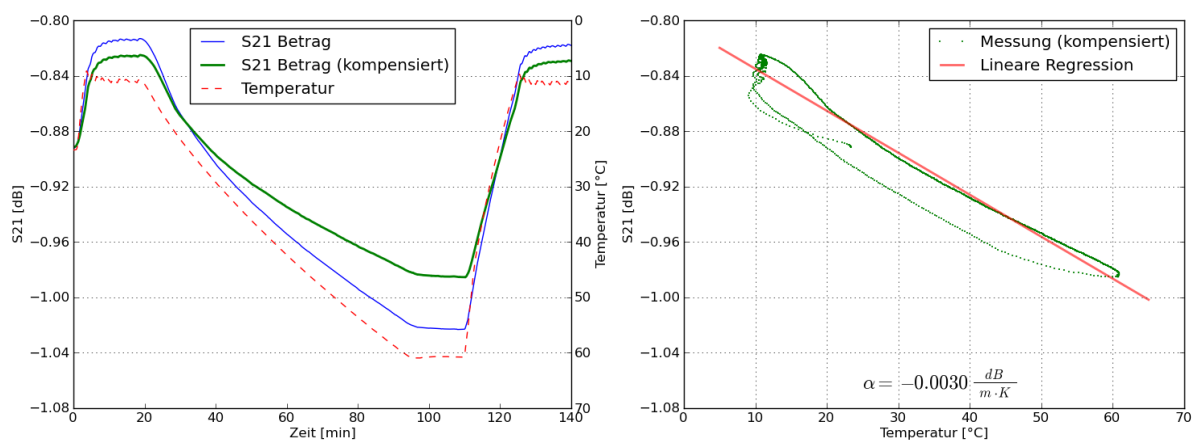


Abbildung 6-5: a) zeigt den Zeitverlauf der S21-Messung des Kabels über ein Temperaturintervall von 10°C bis 60°C. Die blaue Kurve zeigt den tatsächlich gemessenen Verlauf. Die grüne Kurve zeigt die Charakteristik nachdem der Einfluss des Messaufbaus kompensiert wurde. Sie dient zur Bestimmung des Temperaturkoeffizienten des Bauteils. b) Temperaturabhängigkeit von einem Meter Kabel.

Als Dämpfungsglied wurde das Modell Imnet 18A-30 vermessen. Es hat einen spezifizierten Dämpfungswert von 30 dB.

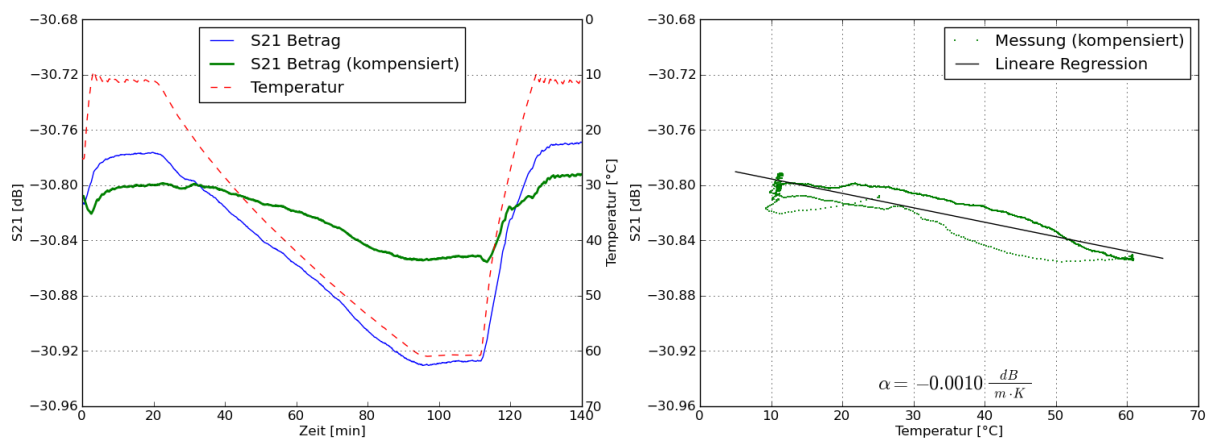


Abbildung 6-6: a) Zeitverlauf der S21-Messung des Dämpfungsglieds über ein Temperaturintervall von 10°C bis 60°C. b) Temperaturabhängigkeit des Dämpfungsglieds.

In Abbildung 6-6a) ist die Einfluss des Messaufbaus deutlich zu erkennen. Der Temperaturkoeffizient des Messaufbaus ist mit $-0.002 \text{ dB} \cdot \text{K}^{-1}$ doppelt so gross wie der des zu Charakterisierenden Dämpfungsglieds. Zum besseren Vergleich wurde für alle Darstellungen dieselbe Skalierung verwendet.

6.1.3 Messverfahren für 3-Tor Komponenten

Neben dem Dämpfungsglied und Kabel gehören auch der Koppler und der Schalter zu den kritischen Bauteilen im ICAL-Zweig. Wie bereits erwähnt ist bei diesen 3-Tor-Bauteilen nur das Temperaturverhalten der beiden Pfade relativ zueinander entscheidend. Aus diesem Grund müssen beide Pfade bei möglichst denselben Bedingungen gemessen werden. Um das zu ermöglichen wurden die Bauteile mit einem 4-Tor NWA gleichzeitig vermessen. Da sich der Einfluss des Messaufbaus durch die Differenzbildung der beiden Pfade aufhebt, wurden die Messungen nicht kompensiert. Für die Videobandbreite und die Mittelung wurden dieselben Werte wie für den 2-Tor NWA verwendet.

6.1.4 Relative Temperaturabhängigkeit der kritischen 3-Tor Komponenten

Für die Messung des hochpräzisen, elektromechanischen Schalters wurde er jeweils zwischen zwei Messungen elektronisch umgestellt und die komplette Streumatrix gemessen. Dadurch wurde alternierend der Pfad A oder der Pfad B (Abbildung 6-7) geschlossen. Durch den Vergleich zweier Messungen kann somit die Differenz der beiden Transmissionsfaktoren festgestellt werden.

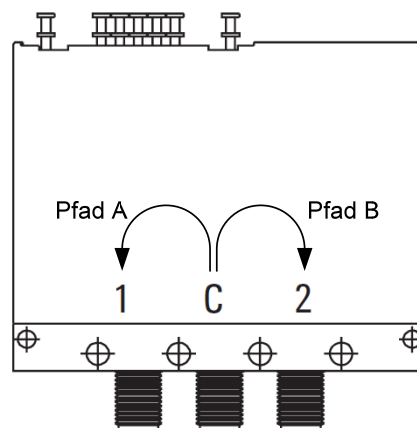


Abbildung 6-7: Benennung der Pfade des Schalters. Die Pfeilrichtung zeigt die Vorwärtsrichtung und entspricht der Signalrichtung im Transponder.

Der Zeitversatz der beiden Messungen beträgt fünf Sekunden, was während dem steigenden Temperaturverlauf einem Unterschied von etwa 0.01°C entspricht. Dies kann vernachlässigt werden da durch den konstanten Zeitversatz auch der Temperaturversatz annähernd konstant bleibt. Abbildung 6-8 zeigt die Messung des Schalters. Durch den symmetrischen Aufbau des

Schalters ist die Temperaturabhängigkeit der beiden Pfade fast identisch. Die detektierbare Temperaturabhängigkeit der Differenz der beiden Vorwärts-Transmissionsfaktoren zwischen Pfad A und Pfad B beträgt nur 0.00005 dB/K.

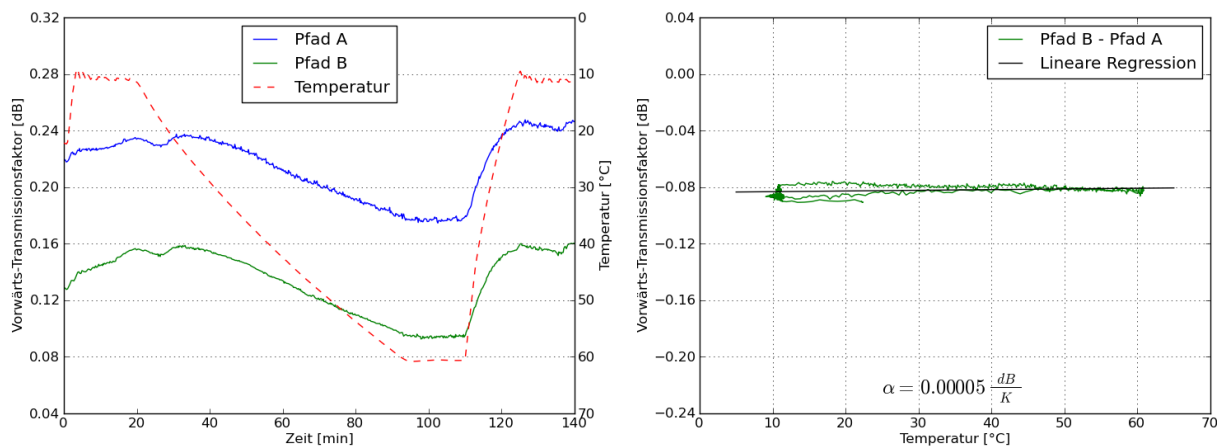


Abbildung 6-8: a) Zeitverlauf der Vorwärts-Transmissionsfaktoren S13 und S23 des Schalters über ein Temperaturintervall von 10°C bis 60°C. b) Relative Temperaturabhängigkeit der beiden Pfade.

Zur Bestimmung des Temperaturverhaltens kann ebenfalls der Rückwärts-Transmissionsfaktor der beiden Pfade verwendet werden. Da der Schalter als passives Bauteil eine symmetrische Streumatrix besitzt sollte sich derselbe Temperaturkoeffizient ergeben. Der resultierende Temperaturkoeffizient basierend auf den Rückwärts-Transmissionsfaktoren ergibt -0.0002 dB/K.

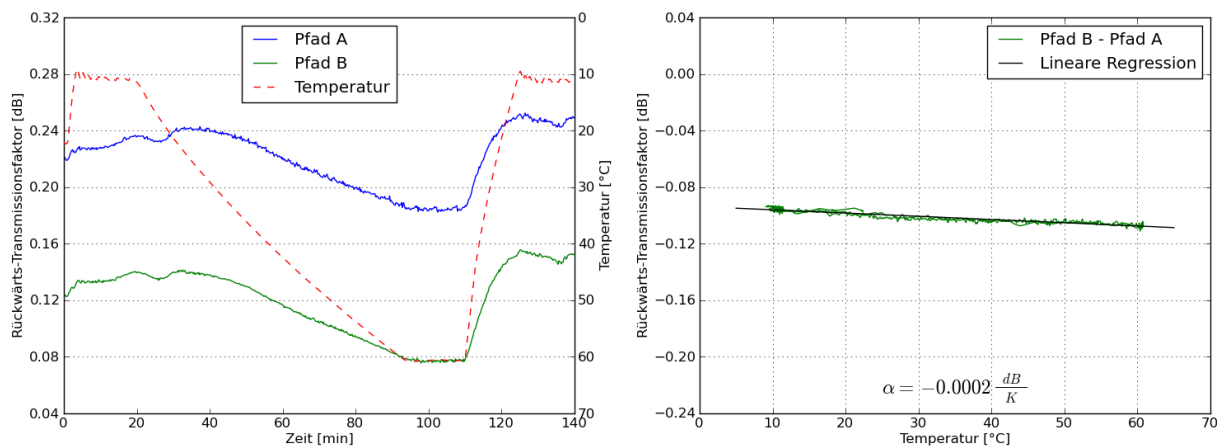


Abbildung 6-9: a) Zeitverlauf der Rückwärts-Transmissionsfaktoren S31 und S32 des Schalters über ein Temperaturintervall von 10°C bis 60°C. b) Relative Temperaturabhängigkeit der beiden Pfade.

Unter Berücksichtigung, dass der Vorwärts- und der Rückwärts-Transmissionsfaktor während des Temperaturzyklus abwechselungsweise gemessen wurden, kann eine Veränderung am Messaufbau ausgeschlossen werden. Somit muss die minimale Abweichung von der Messungenauigkeit des NWA's herrühren. Für den relativen Temperaturkoeffizient des hochpräzisen Schalters folgt somit ein Wert zwischen -0.0002 dB/K und +0.00005 dB/K. Dieser Bereich entspricht annähernd der in Anhang A.VI für diesen Messaufbau ermittelten 1- σ -Unsicherheit.

Beim zweiten kritischen 3-Tor-Bauteil handelt es sich um den Koppler mit einem Kopplungsfaktor von -30 dB. Wie für den Schalter wurde zur Bestimmung der relativen Temperaturabhängigkeit ebenfalls die komplette Streumatrix gemessen. Abbildung 6-10 zeigt den Zeitverlauf des Haupt- und Kopplungspfads. Da für den Transponder nur die relative Änderung der zwei Pfade zueinander über der Temperatur entscheidend ist, wurde der Messaufbau nicht kompensiert, was als leichter Drift in beiden Pfaden zu erkennen ist. Im Gegensatz zum Hauptpfad verhält sich der Vorwärts-Transmissionsfaktor des Kopplungspfads nicht wie die übrigen Bauteile. Besonders auffällig sind die Ausschläge bei zirka 10°C und bei 23°C.

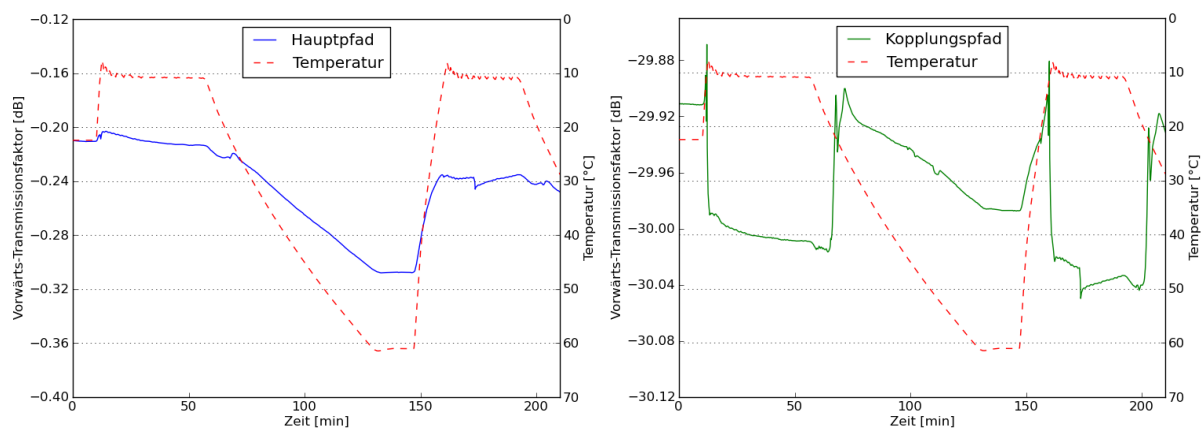


Abbildung 6-10: Zeitverlauf der Vorwärts-Transmissionsfaktoren des a) Haupt- und b) Koppelpfads über ein Temperaturintervall von 10°C bis 60°C. Zur Verifizierung der auffälligen Ausreisser in der Messreihe vom Koppelpfad, wurde der kritische Temperaturbereich zweimal durchfahren.

Dieses Verhalten ist auch nach der Differenzbildung zur Bestimmung der relativen Temperaturabhängigkeit in Abbildung 6-11 gut erkennbar. Da der Sprung bei 23°C bis zu 0.12 dB beträgt ist er kritisch für die Stabilität des Transponders, der insgesamt bloss einen Fehler von 0.1 dB aufweisen darf.

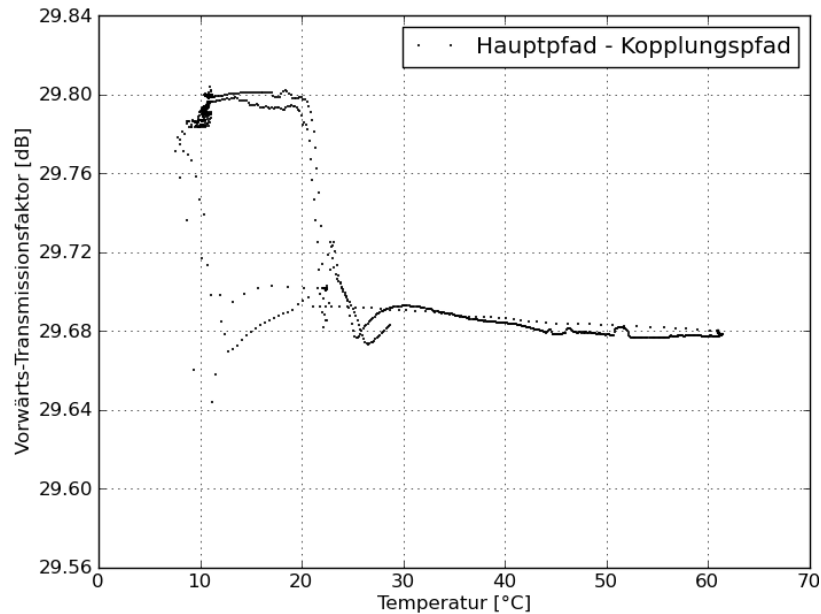


Abbildung 6-11: Diese Abbildung zeigt die relative Temperaturabhängigkeit der Pfade. Der Offset entsteht durch die Ausreißer in der Messung des Koppelpfads.

Um Messfehler auszuschliessen, wurde der Koppler mit einem anderen NWA nochmals gemessen. Die Resultate des Kopplungspfads (Abbildung 6-12) zeigen – wenn auch weniger ausgeprägt – eine ähnliche Charakteristik, die sich ohne genauere Kenntnisse über den Aufbau des Kopplers nicht erklären lässt. Zudem ist die Temperaturabhängigkeit auch frequenzabhängig, was man an den ‚wandernden‘ Spitzen in Abbildung 6-13 erkennen kann. Um die geforderte Stabilität des Transponders sicherzustellen, sollte deshalb entweder ein anderer Koppler verwendet werden oder der Koppler durch einen Schalter und ein Dämpfungsglied ersetzt werden. Basierend auf den guten Resultaten, die der Schalter und das Dämpfungsglied gezeigt haben, verspricht die zweite Variante eine vielversprechende Lösung zu sein.

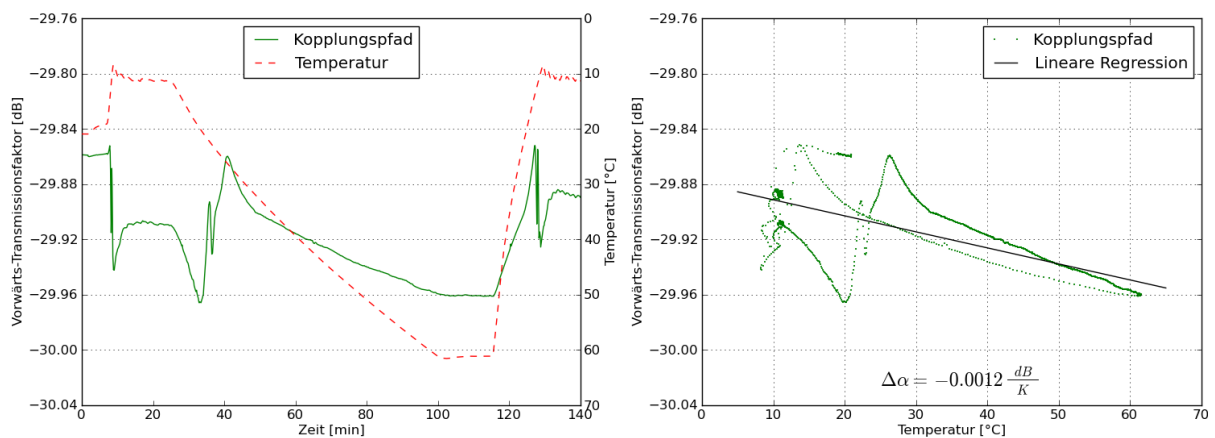


Abbildung 6-12: a) Zeitverlauf des Vorwärts-Transmissionsfaktors des Koppelpfads über ein Temperaturintervall von 10°C bis 60°C. b) Relative Temperaturabhängigkeit der beiden Pfade. Die Messung zeigt trotz des anderen NWA eine ähnliche Charakteristik zu Abbildung 6-10.

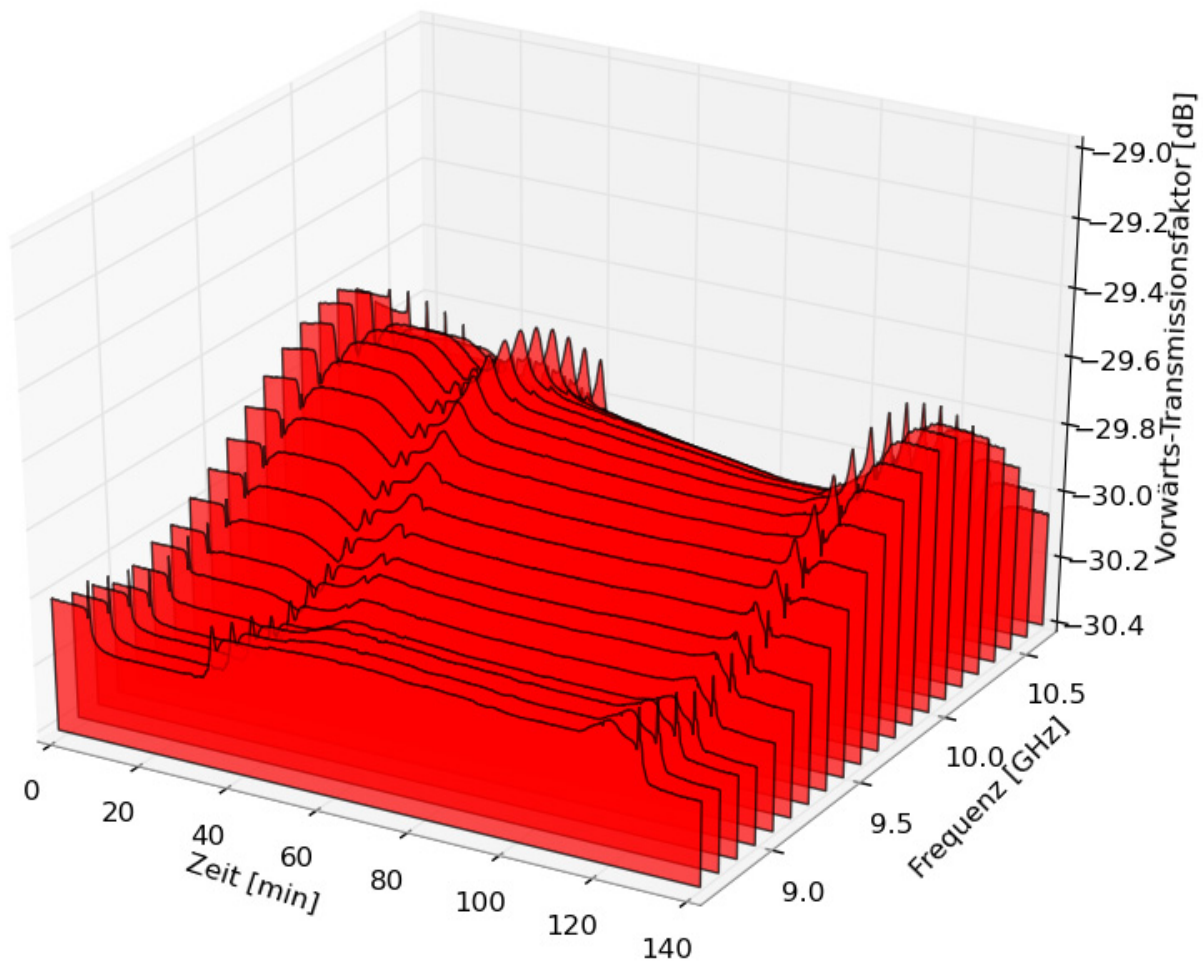


Abbildung 6-13: Frequenzabhängiges Verhalten des Vorwärts-Transmissionsfaktors des Koppelpfads über ein Temperaturintervall von 10°C bis 60°C.

6.1.5 Temperaturverhalten des Transponders

Um sicherzustellen, dass alle Bauteile in ihrem erlaubten Temperaturbereich arbeiten, besitzt der zukünftige Transponder eine Temperaturregelung. Dies ist nötig, da einige Bauteile wie beispielsweise der ADC und das DSS nicht unter 0 °C betrieben werden dürfen. Bei anderen Bauteilen sind zwar auch niedrigere Temperaturen erlaubt, es muss aber besonders bei aktiven Bauteilen davon ausgegangen werden, dass sie unter solchen Bedingungen nicht mehr die spezifizierte Leistung erbringen, da diese oft bloss bei 25 °C angegeben werden. Da der Transponder permanent im Freien steht, muss er über eine Regelung und entsprechende Heiz- oder Kühlelemente verfügen, um die geforderten Temperaturgrenzwerte auch bei extremen Bedingungen einhalten zu können. Die Sollbetriebstemperatur und das durch die Regelung einzuhaltende Temperaturintervall sind zurzeit noch nicht festgelegt. Es kann aber davon ausgegangen werden, dass das kleinstmögliche Temperaturintervall gewählt wird, das mit dem gewählten Regler erreichbar ist. Nimmt man bereits bestehende temperaturgeregelte Schaltungen für den Ausseneinsatz als Referenz zeigt sich, dass eine Regelung auf ± 1 °C um die Solltempera-

tur mit vertretbarem Aufwand machbar sein sollte. Der zweite noch nicht bestimmte Parameter ist die Solltemperatur. Sie ist für die Berechnung erforderlich, da der Koppler keine lineare Temperaturabhängigkeit aufweist. Als Sollwert bietet sich eine beliebige Temperatur von 10 °C bis 30 °C an. Der Vorteil von 10 °C ist, dass es in etwa der Jahresmitteltemperatur in Deutschland entspricht und somit über das gesamte Jahr am wenigsten geheizt oder gekühlt werden muss. Zudem altern Bauteile bei tieferen Temperaturen im Allgemeinen weniger schnell als bei höheren Temperaturen. Der Vorteil einer höheren Temperatur von beispielsweise 30 °C liegt darin, dass praktisch immer geheizt und fast nie gekühlt werden muss. Dies kann erwünscht sein da eine Kühlung generell aufwendiger und schwieriger zu realisieren ist als eine Heizung. Da diese Werte noch nicht feststehen, wird für die Berechnung der Stabilität des Transponders von einer Solltemperatur von 30 °C und einer Regelabweichung von maximal ± 2 °C ausgegangen. Das Temperaturintervall von 4 °C wurde zur Bestimmung des ungünstigsten Falls gross gewählt.

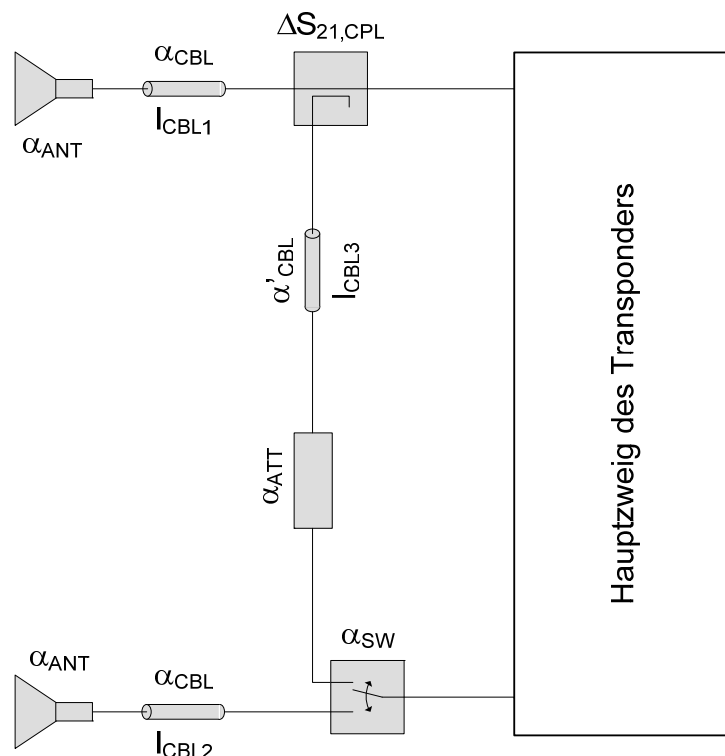


Abbildung 6-14: Das Bockschaltbild zeigt die kritischen Komponente des Transponders grau hinterlegt.

Die Temperaturabhängigkeit des Transponders hängt von den in Abbildung 6-14 gezeigten kritischen Bauteilen ab. Dazu gehören die Komponenten des ICAL-Zweigs da sie als Referenz dienen. Daneben zählen ebenfalls die Antennen und Zuleitungen zu den kritischen Bauteilen weil sie nicht durch die ICAL erfasst werden können. Wird von einer homogenen Temperatur innerhalb des Transponders ausgegangen ergibt sich die Temperaturabhängigkeit des Transponders mit Formel (6-1).

$$\Delta S_{21,Transponder} = \left[\alpha'_{CBL} \cdot (l_{CBL1} + l_{CBL2} - l_{CBL3}) + 2 \cdot \alpha_{ANT} - \alpha_{SW} - \alpha_{ATT} \right] \cdot \Delta T - \Delta S_{21,CPL} \quad (6-1)$$

Dabei bezeichnen $\Delta S_{21,Transponder}$ und $\Delta S_{21,CPL}$ die Änderung der Transmissionsfaktoren des Transponders und des Kopplers, α'_{CBL} , α_{ANT} , α_{SW} , α_{ATT} die Temperaturkoeffizienten des Kabels, der Antenne, des Schalters und des Dämpfungsglieds, l_{CBL1} , l_{CBL2} , l_{CBL3} die Leitungslängen der drei Kabel und ΔT das Temperaturintervall der Regelung. Für den Fall, dass die beiden Zuleitungen der Antennen zusammen gleich lang gewählt werden wie das Kabel im ICAL-Zweig, heben sie sich gegenseitig auf. Wird zudem von temperaturunabhängigen Antennen ($\alpha_{ANT} = 0$) ausgegangen, vereinfacht sich Formel (6-1) zu:

$$\Delta S_{21,Transponder} = -[\alpha_{SW} + \alpha_{ATT}] \cdot \Delta T - \Delta S_{21,CPL} \quad (6-2)$$

Durch Einsetzen der gemessenen Werte ergibt sich für den ungünstigsten Fall – dass alle Fehler dasselbe Vorzeichen besitzen – eine Abweichung des Referenzzweigs von weniger als ± 0.004 dB. Obwohl es sich hierbei bloss um eine Abschätzung handelt, bestätigt dieses Resultat die erwartete Güte der ICAL bezüglich Temperaturschwankungen. Für eine genauere Bestimmung der temperaturbedingten Abweichung des Referenzzweigs und somit des Transponders muss zuerst die Temperaturregelung spezifiziert werden.

6.2 Alterung

Da der ICAL-Zweig als Referenz dient, hängt die Stabilität des Transponders von der Stabilität der ICAL-Komponenten ab. Einen weiteren Einfluss auf die Güte der kritischen ICAL-Komponenten hat die Alterung der Bauteile. Ein möglicher Einfluss der Alterung ist ein nachlassender Transmissionsfaktor der Bauteile. Die Bestimmung des Einflusses durch die Alterung erfordert eine Langzeitmessung aller kritischen Komponente. Da dies aufgrund der Drift von den Messgeräten in der Praxis kaum möglich ist – und der Einfluss der Alterung auf passive Bauteile bei Einhaltung der Spezifikationen als sehr gering angenommen wird – beschränkt sich die Untersuchung bloss auf den Schalter als einziges mechanisches HF-Bauteil. Sollte über einen längeren Zeitraum doch ein grösserer Fehler auftreten als erwartet kann dem durch ein Verkürzen des ECAL-Intervalls entgegengewirkt werden.

Der Schalter ist das einzige mechanische Bauteil der ICAL weshalb von Abnutzungserscheinungen ausgegangen werden muss. Die kritischen Punkte einer solchen Abnutzungserscheinung stellen bei einem Schalter die Kontaktfläche dar. Durch die Umschaltvorgänge können sich im Laufe der Zeit Partikel ablösen, welche ein gutes Schliessen des Schalters verhindern. Aus diesem Grund wird ein Präzisionsschalter mit einer speziellen Wischtechnik verwendet. Diese Wischtechnik wird durch die gewölbten Kontaktflächen und eine flexible Brücke erreicht, welche

allfällige Partikel bei jedem Schliessvorgang automatisch von der Kontaktfläche wegwischt (Abbildung 6-15).

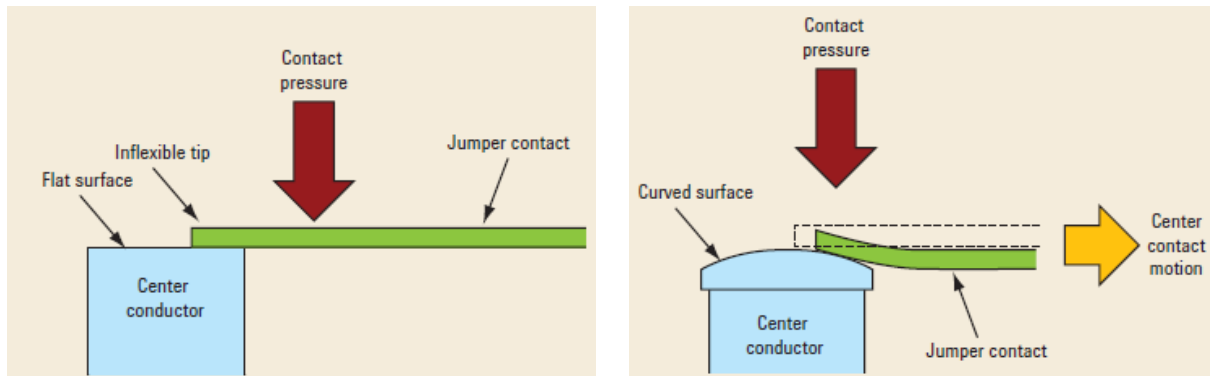


Abbildung 6-15: a) zeigt den Aufbau eines konventionellen, mechanischen Schalters. In b) ist der Präzisionsschalter abgebildet. Durch die gekrümmte Kontaktoberfläche entsteht während des Schliessvorgangs eine Wischbewegung. Dadurch werden Partikel automatisch weggewischt. Diese Darstellung wurde vom Hersteller übernommen [16].

Durch diese Technik erreicht der Schalter laut Datenblatt eine garantierte Stabilität des Transmissionsfaktors beider Pfade von besser als 0.03 dB über 5 Millionen Schaltzyklen. Da für den Transponder bloss die Differenz der beiden Pfade relevant ist kann von einem bedeutend kleineren Fehler ausgegangen werden. Andernfalls kann er ebenfalls durch eine Verkürzung des ECAL-Intervalls minimiert werden. Ein anderer Fehler, der einen entscheidenden Einfluss auf die Stabilität des Transponders hat und nicht durch die ECAL korrigiert werden kann ist die Wiederholgenauigkeit des Schalters. Sie bestimmt die Abweichung des Transmissionsfaktors vor und nach einer Betätigung des Schalters und tritt deshalb bei jedem Umschalten zwischen Kalibriermodus und Betriebsmodus auf.

6.2.1 Wiederholgenauigkeit des Schalters

Als Wiederholgenauigkeit des Schalters wird die Streuung des Vorwärts-Transmissionsfaktors verstanden. Dazu werden die S-Parameter eines Pfads des Schalters gemessen und nach einem vollen Schaltzyklus – bestehend aus Umschalten und Zurückstellen – erneut vermessen. Die Differenz der beiden Messungen erzeugt einen nicht korrigierbaren Offset im Transponder, der während einem gesamten Überflug konstant bleibt und somit direkt in die Fehlerrechnung einfließt. Um die Wiederholgenauigkeit des Schalters sehr genau bestimmen zu können, wurde der Schalter während mehr als 7000 Schaltzyklen vermessen. Dazu wurden die Einstellungen für den NWA aus Anhang A.VI verwendet. Zusätzlich wurde eine Referenzmessung mit denselben Einstellungen und identischem Aufbau gemacht, ohne den Schalter zwischen den einzelnen Messungen zu betätigen. Abbildung 6-16 zeigt einen Ausschnitt aus den beiden Messreihen.

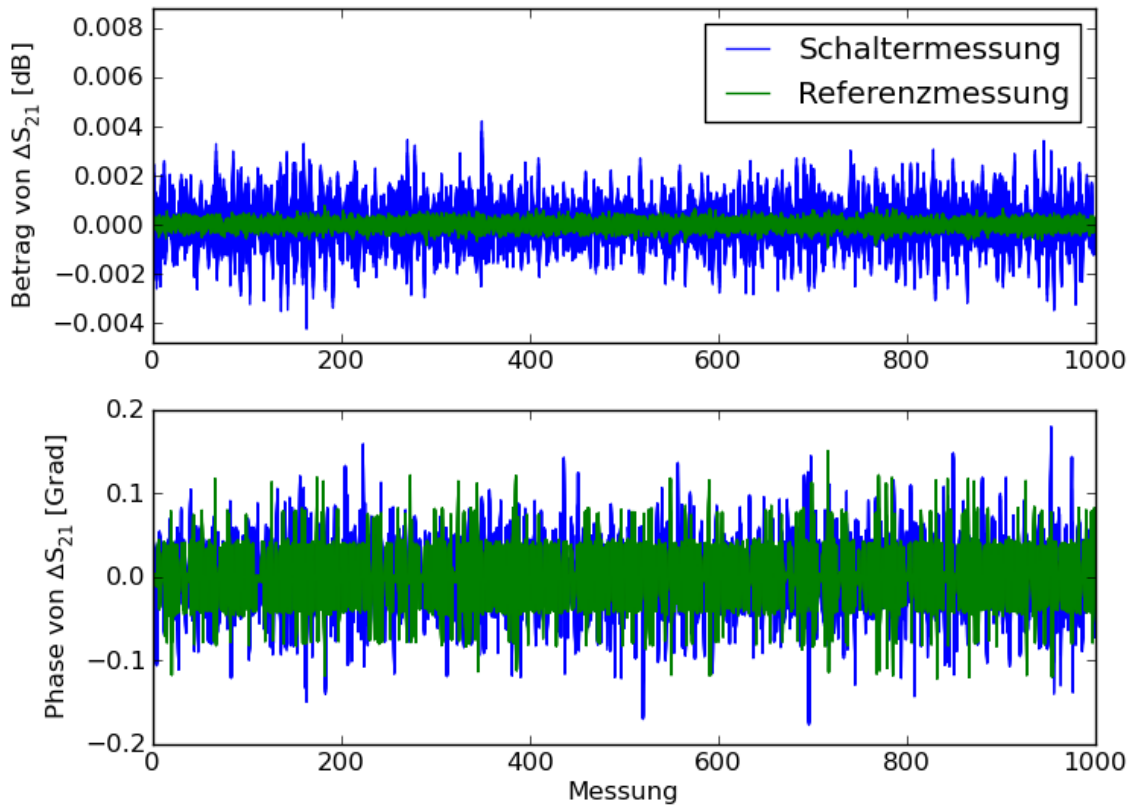


Abbildung 6-16: Diese Abbildung zeigt die Variation des Betrags (oben) und der Phase (unten) von S_{21} zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messungen. Die blaue Kurve zeigt die Messreihe bei welcher der Schalter zwischen zwei Messungen jeweils um- und wieder zurückgeschaltet wurde. Bei der Referenzmessung (grüne Kurve) wurde der Schalter nicht betätigt.

Während die beiden Messungen für den Betrag von ΔS_{21} einen deutlichen Unterschied aufweisen, ist die Phase von ΔS_{21} fast identisch. Das bedeutet, dass die zu messende Wiederholgenauigkeit des Schalters bezüglich der Phase ungefähr gleich gross wie die Messgenauigkeit des NWAs ist.

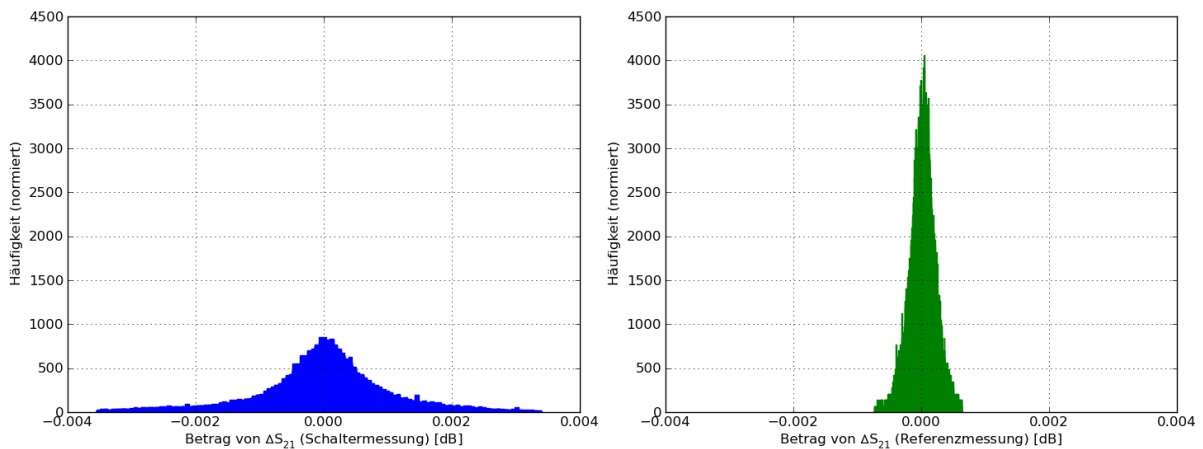


Abbildung 6-17: Diese Abbildung zeigt die Histogramme der Schalter- und der Referenzmessung (= ohne Betätigen des Schalters). Durch die identische Skalierung ist die unterschiedliche Streuung deutlich zu erkennen. Beide Histogramme wurden auf eine Fläche von eins normiert.

Da beide Messreihen annähernd gaussverteilt sind (Abbildung 6-17) lässt sich mit Hilfe der Beziehung (6-3) die Messungenauigkeit eliminieren.

$$e_{tot}^2 = e_{ref}^2 + e_{Schalter}^2 \Leftrightarrow e_{Schalter} = \sqrt{e_{tot}^2 - e_{ref}^2} \quad (6-3)$$

Dabei bezeichnet e_{tot} die Wiederholgenauigkeit des gesamten Messaufbaus mit Betätigung des Schalters zwischen den Messungen (blaue Kurve), e_{ref} die Wiederholgenauigkeit des gesamten Messaufbaus ohne Betätigung des Schalters (grüne Kurve) und $e_{Schalter}$ die gesuchte 1σ -Wiederholgenauigkeit des Schalters. Werden diese Kurven über der Frequenz aufgetragen, ist der Einfluss der Messungenauigkeit deutlich sichtbar:

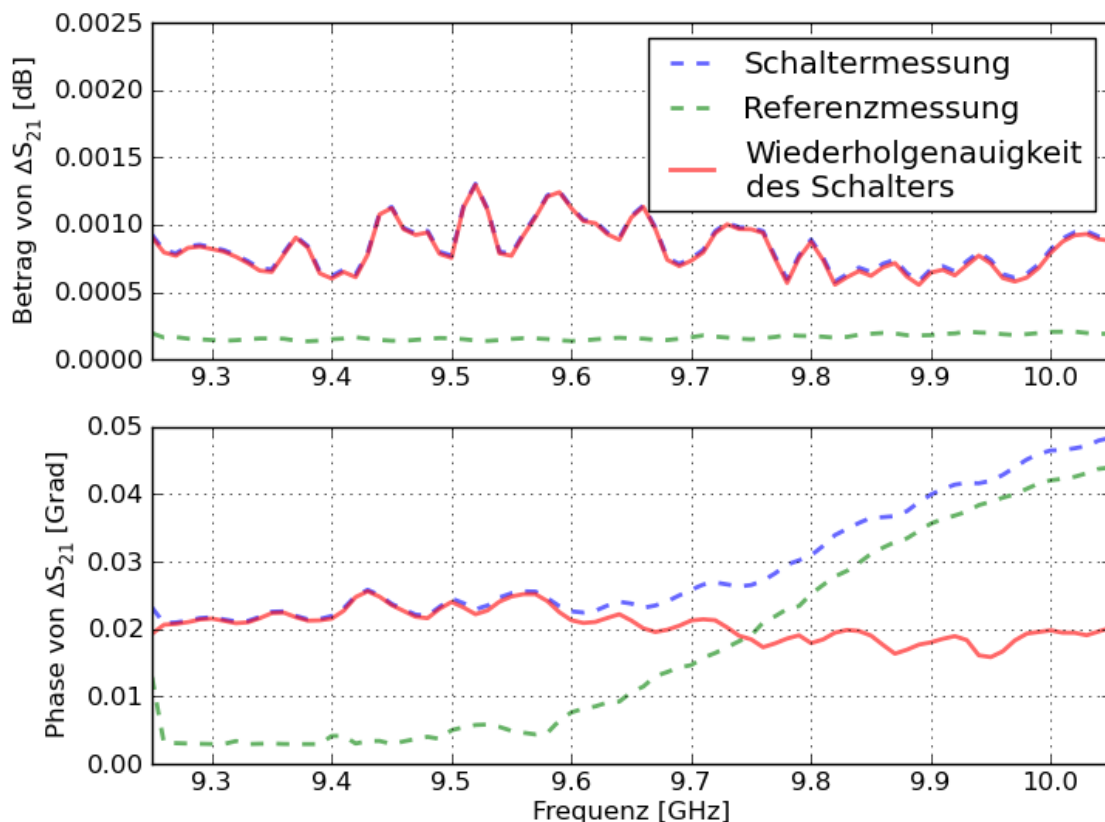


Abbildung 6-18: Betrags- und Phasendifferenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messungen über der Frequenz aufgetragen. Die blaue und grüne Kurve entsprechen den jeweiligen Messreihen aus Abbildung 6-16. Mithilfe von Beziehung (6-3) lässt sich die Ungenauigkeit des Messaufbaus (Referenzmessung) eliminieren. Daraus folgt die tatsächliche Wiederholgenauigkeit des Schalters als rote Kurve.

Die so ermittelte 1σ -Wiederholgenauigkeit des Schalters beträgt für den genutzten Frequenzbereich weniger als 0.0015 dB beziehungsweise 0.03°.

6.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden zwei systematische Fehler messtechnisch untersucht. Diese Fehler können im Gegensatz zum Rauschen während eines ganzen Überflugs als konstant angesehen werden und sind deshalb unabhängig von der späteren Verarbeitung der Signale direkt als

Offset ersichtlich. Der erste Teil des Kapitels befasst sich mit der Temperaturabhängigkeit. Zu diesem Zweck wurde die Temperaturcharakteristik sämtliche Bauteile des ICAL-Zweigs vermessen. Mit Ausnahme des Kopplers, dessen S_{21} temperaturabhängig Sprünge aufweist sind alle gemessenen Bauteile über einen grossen Temperaturbereich linear. Somit konnte aus den Messdaten ein Temperaturkoeffizient berechnet werden, der näherungsweise über den gesamten Temperaturbereich gilt. Sein Betrag ist ein Mass für die Temperaturempfindlichkeit eines Bauteils und liegt bei allen kritischen Bauteilen bei maximal einigen tausendstel Dezibel pro Kelvin. Aus diesen Daten wurde dann für den ungünstigsten Fall eine Temperaturabhängigkeit des kompletten ICAL-Zweigs (auch Referenzzweigs genannt) von nur ± 0.004 dB abgeschätzt. Diese Zahl darf höchstens als Tendenz gewertet werden da etliche Werte – wie beispielsweise das Temperaturintervall – noch nicht definiert sind und aus diesem Grund mögliche Werte angenommen wurden. Im zweiten Teil wurde die Wiederholgenauigkeit des Schalters messtechnisch ermittelt. Basierend auf diesen beiden unabhängigen Fehlern, ergibt sich eine Gesamtunsicherheit des ICAL-Zweigs von maximal 0.0055 dB. Dieser Wert ist bedeutend besser als erforderlich. Das zeigt, dass diese ICAL-Topologie als Referenz für die Langzeitstabilität geeignet ist.

7 Detaillierte Analyse der kurzzeitigen Stabilität

In diesem Kapitel wird die Kurzzeitstabilität der einzelnen Komponenten des Hauptzweigs untersucht. Anschliessend wird mittels der Kaskadenformel das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) des Transponders für den Betriebs- und Kalibriermodus berechnet und der Einfluss des Gesamt-rauschens auf die Stabilität des RCS untersucht.

7.1 Einführung

Jedes elektronische Bauteil – unabhängig ob passiv oder aktiv – wirkt als eine Rauschquelle. Das Rauschen kann dabei sehr unterschiedliche physikalische Ursachen haben. Ein Beispiel ist die brownsche Bewegung von Ladungsträgern wie sie in allen Bauteilen¹⁹ auftritt und zu thermischem Rauschen führt. Die dadurch generierte spektrale Rauschdichte lässt sich mit Kenntnis der Bauteiltemperatur einfach bestimmen. Andere Rauschanteile wie Schrot- oder Funkelrauschen lassen sich dagegen nur mit genauer Kenntnis über den Aufbau des Bauteils und die verwendete Technologie ermitteln. Unabhängig von der Ursache bewirkt Rauschen eine Verschlechterung der Signalqualität da es sich dem Nutzsignal überlagert. Für den praktischen Gebrauch ist deshalb die genaue Ursache oft nebensächlich und es wird bloss die durch ein Bauteil verursachte Verschlechterung des Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) betrachtet. Die durch ein Bauteil generierte Rauschleistung beziehungsweise deren Einfluss auf das System kann durch seine Rauschtemperatur oder Rauschzahl ausgedrückt werden. Die Rauschtemperatur bezeichnet jene Temperatur, welche ein ohmscher Widerstand haben müsste um – gemäss dem plankschen Strahlungsgesetz – dieselbe Rauschleistung zu erzeugen. Sie ist somit ein Mass für das in einem Bauteil erzeugte Rauschen ohne Berücksichtigung der genauen Ursache oder Verteilung. Die Standardrauschzahl bezeichnet die durch das Bauteil erzeugte Verschlechterung des SNRs für den Fall, dass das Bauteil von einer Quelle mit der Bezugstemperatur von 290 K gespeist wird. Die Beziehungen der drei Kenngrössen sind durch Formel (7-1) und (7-2) gegeben.

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (7-1)$$

$$F = \frac{T_e + T_s}{T_s} \Leftrightarrow T_e = T_s \cdot (F - 1) \quad (7-2)$$

Dabei bezeichnet F die Rauschzahl des Bauteils, T_e die Rauschtemperatur und T_s die Temperatur der Quelle. Zur Berechnung der Standardrauschzahl muss für die Quellentemperatur die Bezugstemperatur von 290 K eingesetzt werden.

¹⁹⁾ Das gilt für alle Bauteile mit einer Temperatur über dem absoluten Nullpunkt

Im Folgenden wird die Rauschtemperatur der einzelnen Komponentengruppen separat betrachtet. Zur einfacheren Berechnung wird von einer idealer Anpassung (Reflexionsfaktor von null) und einer Umgebungstemperatur von 290 K ausgegangen.

7.2 Empfangsantenne



Abbildung 7-1: Ersatzschaltbild für eine passive Antenne. Der Imaginäranteil der Eingangsimpedanz wurde hier weggelassen da von idealer Anpassung ausgegangen wird und er für den Antennenwirkungsgrad keine Bedeutung hat.

Eine Antenne kann durch einen Verlustwiderstand R_l und einen Strahlungswiderstand R_r dargestellt werden deren Werte vom Antennenwirkungsgrad abhängen²⁰. Die Wirkung der beiden Widerstände lässt sich am einfachsten für den Sendefall beschreiben. Von der gesamten Speiseleistung wird ein Teil durch den Verlustwiderstand R_l in Wärme umgesetzt. Der Rest wird abgestrahlt, was im Ersatzschaltbild durch einen Verbraucher mit dem Strahlungswiderstand R_r dargestellt ist. Aufgrund der Reziprozität von passiven Antennen sind die im Sendefall bestimmten Werte R_r und R_l auch für den Einsatz als Empfangsantenne gültig. Um die Antennenrauschtemperatur T_N im Empfangsfall zu berechnen kann die Antenne somit durch die beiden rauschenden Widerstände ersetzt werden. Die Antennenrauschtemperatur berechnet sich dann aus der Summe der beiden Rauschtemperaturen gewichtet mit dem jeweiligen Widerstandswert. Durch die Beziehung zwischen Antennenwirkungsgrad und den Widerstandsgrößen (Formel (7-3)) lässt sich die Antennenrauschtemperatur in Abhängigkeit des Wirkungsgrads angeben.

$$T_N = \frac{R_r \cdot T_{ext} + R_l \cdot T_{therm}}{R_r + R_l} = \eta T_{ext} + (1 - \eta) T_{therm} \quad (7-3)$$

$$\text{mit: } \eta = \frac{R_r}{R_r + R_l}$$

Dabei bezeichnet η den Antennenwirkungsgrad, T_{therm} den durch die physikalische Temperatur in der Antenne erzeugte Rauschanteil und T_{ext} den durch die Antenne von externen Objekten empfangenen Rauschanteil.

Um die Rauschtemperatur der Antenne zu erhalten, muss somit der Wirkungsgrad bekannt sein. Er ist definiert als das Verhältnis vom Antennengewinn G_i zum Richtfaktor D_i . Mithilfe der

²⁰⁾ Der imaginäre Anteil im Ersatzschaltbild entfällt aufgrund der Annahme einer idealen Anpassung.

Näherungsformel (7-5) [17, 18] und dem gemessenen Antennengewinn lässt sich der Wirkungsgrad abschätzen.

$$\eta = \frac{G_i}{D_i} \quad (7-4)$$

$$D_i \cong \frac{DB}{\theta_{3dB} \cdot \psi_{3dB}} \quad (7-5)$$

Dabei bezeichnen DB das Richtfaktor-Bandbreiten-Produkt und θ_{3dB} bzw. ψ_{3dB} die 3-dB-Öffnungswinkel in den beiden Ebenen rechtwinklig zur Hauptstrahlungsrichtung. Für einen gemessenen Antennengewinn von 22 dBi, einen 3-dB-Öffnungswinkel von 14.8° und ein Richtfaktor-Bandbreiten-Produkt für eine runde Antennenapertur mit konstanter Belegung von 33709 grad^2 [18], ergibt sich ein Wirkungsgrad der Antenne von praktisch 100% ²¹. Dadurch vereinfacht sich die Formel (7-3) und die Antennenrauschtemperatur ist gleich der Rauschtemperatur T_{ext} . T_{ext} beinhaltet alle externen Rauschquellen, die durch die Antenne ins System gelangen. Sie entspricht der Faltung der ortsabhängigen Rauschtemperatur mit dem normierten Antennendiagramm. Für das in Abbildung 7-2a) gezeigte, vereinfachte Antennendiagramm und der, vom Neigungswinkel abhängigen Rauschtemperatur [19] – in Abbildung 7-2b) gestrichelt gezeichnet – ergibt sich die effektive Antennenrauschtemperatur. Wie in Abbildung 7-2b) ersichtlich, ist der Einfluss des Antennendiagramms für Auslenkungen aus der horizontalen Lage über 30° vernachlässigbar. Für die verwendete Hornantenne kann also mit hinreichender Genauigkeit bloss die Rauschtemperatur aus der Hauptstrahlrichtung berücksichtigt werden. Dies gilt allgemein für stark fokussierende Antennen.

²¹⁾ Für eine runde Hornantenne mit gleichmässiger Belegung ergibt sich durch die Abschätzungsformel rein rechnerisch eine Effizienz von 103% . Dieser offensichtliche Fehler entsteht aufgrund der Annahme einer konstant belegten Antenne und verdeutlicht die Schwierigkeit einer guten Abschätzung. Wird ein Amplitudentaper berücksichtigt, ergeben sich Effizienzwerte zwischen 95% und 103% . Für den hier behandelten Fall kann somit mit genügender Genauigkeit von einer Effizienz von 100% ausgegangen werden.

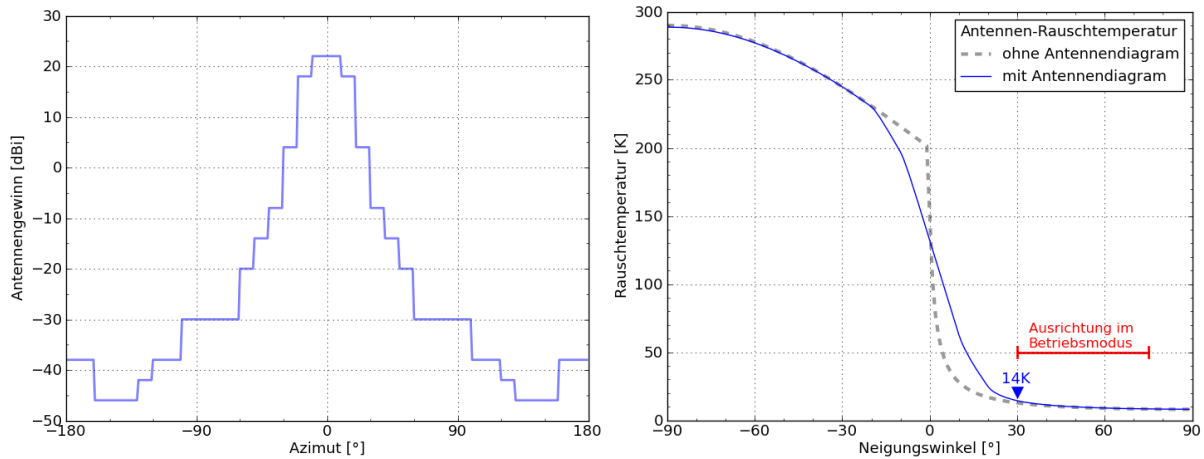


Abbildung 7-2: a) zeigt eine Approximation des Antennendiagramms der verwendeten Hornantennen. Für die Berechnung wurde von einer perfekt rotationssymmetrischen Antennencharakteristik ausgegangen. Die gestrichelte Linie in b) zeigt die externe Rauschtemperatur im X-Band [19, 20] über den Neigungswinkel aufgetragen. Sie entspricht der Antennenrauschtemperatur für eine Antenne mit einer infinitesimal schmalen Antennenkeule. Die durchgezogene Kurve berücksichtigt die Rauschtemperaturen über dem vollen Raumwinkel gewichtet mit der normierten Antennencharakteristik.

Die Antennenrauschtemperatur variiert somit von einigen wenigen Kelvin bei Ausrichtung gegen den wolkenlosen Himmel bis zu mehreren hundert Kelvin bei Ausrichtung gegen ein warmes Objekt wie beispielsweise die Erde. Gemäss den Satellitenspezifikationen aus Tabelle 3-1 beträgt der Neigungswinkel²² bei Ausrichtung auf den Satelliten zwischen 30° und 75°. Im ungünstigsten Fall ergibt sich somit im Betriebsmodus eine effektive Antennenrauschtemperatur von 14 K. Für den Kalibriermodus beträgt die Antennentemperatur bis zu 290 K, da sich der Transponder währenddessen im Parkmodus befinden kann.

	Betriebsmodus	Kalibriermodus
Neigungswinkel	30° ... 75°	-90° ... +90°
Antennenrauschtemperatur	≤14 K	≤290 K

Tabelle 7-1: Rauschkennzahlen der Empfangsantenne

Die wichtigsten Parameter für die Rauschberechnung der Empfangsantenne sind in Tabelle 7-1 aufgeführt.

7.3 Passive Komponente

Als passiv werden jene Bauteile bezeichnet, die keine Halbleiterelemente im Signalpfad beinhalten. Alle Transponderkomponente, welche diese Bedingung erfüllen sind in Tabelle 7-2 aufgeführt. Da passive Bauteile verlustbehaftete Strukturen enthalten tritt in ihnen, abhängig von der physikalischen Temperatur, thermisches Rauschen auf. Die Rauschtemperatur T_e lässt sich unter der Bedingung idealer Anpassung mit Formel (7-6) direkt aus der Dämpfung L und der physikalischen Temperatur T bestimmen.

²²⁾ Der Neigungswinkel ist der Komplementärwinkel des Einfallswinkels aus Tabelle 3-1.

$$T_e = T \cdot (L - 1) \quad (7-6)$$

Da passive Bauteile bloss thermisches Rauschen aufweisen, das sich relativ einfach berechnen lässt, ist die Rauschtemperatur für gewöhnlich nicht im Datenblatt angegeben. Die Dämpfung der einzelnen Bauteile und die sich daraus ergebende Rauschtemperatur bei 290 K ist in Tabelle 7-2 aufgelistet:

Komponente	Dämpfung	Rauschtemperatur
20cm Kabel	0.1 dB	6.8 K
CPL1	0.3 dB	20.7 K
FIL1	1.4 dB	110.3 K
ATT1	9 - 17 dB	2014 K - 14929 K
FIL2	0.7 dB	50.7 K
ATT2	13 dB	5496 K
FIL3	0.7 dB	50.7 K
ISO3	0.5 dB	35.4 K
FIL4	0.9 dB	66.8 K
ATT3	12.8 - 21 dB	5236 - 36219 K
SW1	0.1 dB	6.8 K

Tabelle 7-2: Kenndaten der einzelnen Komponente

7.4 Verstärker

Im Gegensatz zu passiven Bauteilen, die bloss thermisches Rauschen erzeugen entstehen in aktiven Bauteilen unterschiedliche Rauscharten. Sie werden aufgrund ihres Frequenzspektrums und ihrer Ursache unterschieden. Thermisches Rauschen hat über einen weiten Bereich eine konstante spektrale Leistungsdichte. Daneben treten in Halbleitern unter anderem auch Funkelrauschen mit einem $1/f$ -Spektrum und Schrotrauschen auf. Da sich das Rauschverhalten wegen seiner Komplexität ohne genaue Kenntnisse über den Aufbau des Bauteils nicht berechnen lässt muss es messtechnisch ermittelt werden. Aufgrund der Wichtigkeit des Rauschverhaltens von HF-Bauteilen wird dies für gewöhnlich vom Hersteller in Form der Rauschzahl im Datenblatt angegeben. Tabelle 7-3 enthält die spezifizierte Rauschzahl der verwendeten Verstärker normiert auf die Bezugstemperatur und die mit Formel (7-2) daraus abgeleitete Rauschtemperatur.

Komponente	spezifizierte Verstärkung	spezifizierte Rauschzahl	abgeleitete Rauschtemperatur
AMP1	30.0 dB	0.9 dB	66.8 K
AMP2	23.5 dB	1.9 dB	159.2 K
AMP3	30.5 dB	1.8 dB	148.9 K
AMP4	31.0 dB	5.0 dB	627.1 K

Tabelle 7-3: Verstärkung, spezifizierte Rauschzahl und Rauschtemperatur der Verstärker

7.5 Mischer

Obwohl die beiden verwendeten Mischer passive doppelt-balancierte Diodenmischer sind handelt es sich nicht um passive Bauteile gemäss der hier verwendeten Definition, da die Dioden aus Halbleitermaterial bestehen. Dadurch entstehen unterschiedliche Rauschformen, wobei es sich dabei in erster Linie um Schrotrauschen aufgrund der Potentialbarrieren der Dioden handelt [21].

Obwohl die Rauschzahl des Mixers – wie für aktive Bauteile üblich – im Datenblatt angegeben ist, kann diese Zahl nicht direkt verwendet werden. Der Grund liegt in der speziellen Funktionsweise von Mixern. Stattdessen muss zusätzlich das Rauschen aus dem Spiegelfrequenzbereich berücksichtigt werden.

7.5.1 Einfluss des Rauschanteils aus dem Spiegelfrequenzband

Die Verschlechterung des Rauschverhaltens von Mixern kommt daher, dass das Ausgangssignal des Mixers neben der Nutzfrequenz auch die Spiegelfrequenz beinhaltet. Abbildung 7-3 zeigt die Frequenzumsetzung des Nutzsignals aus dem unteren Seitenband (RF-Signal) mittels Lokaloszillator (LO) in das Basisband (ZF-Signal).

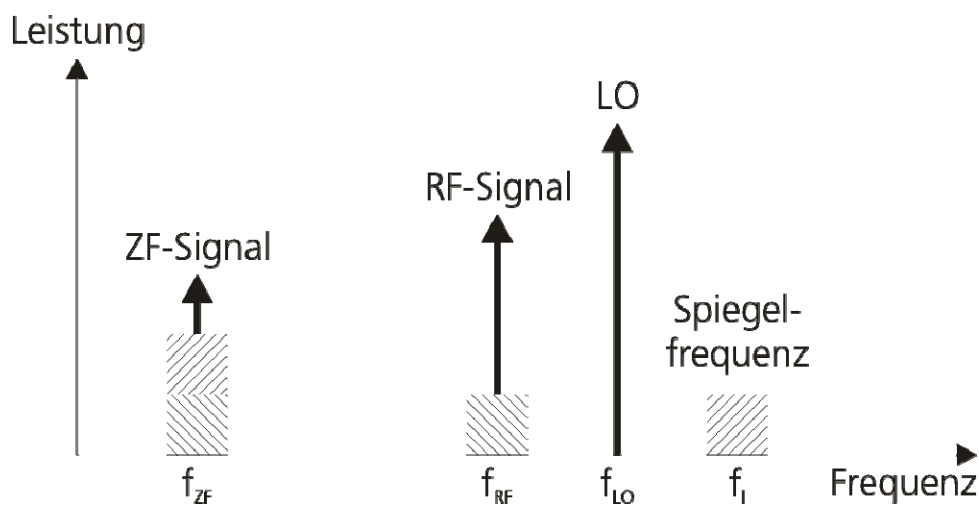


Abbildung 7-3: Ein Mischer dient dazu das RF-Signal auf eine tiefere Frequenz umzusetzen. Dabei wird nicht bloss die Nutzfrequenz, sondern auch die sogenannte Spiegelfrequenz umgesetzt. Die Spiegelfrequenz hat betragsmässig denselben Versatz zum LO-Signal und befindet sich symmetrisch auf der gegenüberliegenden Seite.

Dabei wird gleichzeitig die Spiegelfrequenz aus dem oberen Seitenband ins Basisband gemischt. Für die Rauschbetrachtung wird davon ausgegangen, dass sich bei der Spiegelfrequenz kein Störsignal sondern bloss Rauschen befindet. Wie ersichtlich ist das Rauschen nach dem Mischer gleich der Summe der (unkorrelierten) Rauschleistungen aus dem unteren (f_{RF}) und oberen (f_I) Seitenband. Die Rauschleistungsichte bei der Spiegelfrequenz hängt vom Aufbau des Empfängers ab. Aus diesem Grund berücksichtigt die Rauschzahl im Datenblatt nur den

optimalen Fall, bei dem sich bloss thermisches Rauschen mit einer Rauschtemperatur von 290 K im Spiegelfrequenzband befindet²³.

Empfängertopologien. In Abbildung 7-4 wird der Einfluss zweier Empfängertopologien auf die Rauschleistung im Spiegelfrequenzband gezeigt. Zur besseren Darstellung wurde das Nutzsignal weggelassen. Der Empfänger aus Abbildung 7-4a) enthält als erstes Bauteil nach der Antenne einen Verstärker, der das Nutzsignal und folglich auch die Rauschanteile in beiden Frequenzbereichen verstärkt. Es kann davon ausgegangen werden, dass die Verstärkung für beide Frequenzbereiche identisch ist, da sie nahe beieinander liegen und LNAs im Allgemeinen breitbandig sind. Die spektrale Rauschleistungsdichte nach dem Verstärker ist demnach in beiden Frequenzbänder etwa gleich gross und besteht aus dem verstärkten Antennenrauschen und dem Eigenrauschen des Verstärkers. Dabei stellt der hellgrau gezeichnete Bereich die neu hinzugefügte Rauschleistung dar – in diesem Fall das verstärkte Antennenrauschen und das Eigenrauschen des Verstärkers – und der dunkelgraue Bereich den Rauschpegel von der vorherigen Stufe. Als nächstes Bauteil, wird zur Unterdrückung der Spiegelfrequenz ein Bandpassfilter verwendet. Neben unerwünschten Signalen, dämpft er auch das Rauschen im Spiegelfrequenzbereich. Die Rauschleistung wird aber nicht komplett unterdrückt, sondern nur bis auf das – durch die physikalische Temperatur des Bauteils bedingte – thermische Rauschen. Der Mischer mischt anschliessend beide Frequenzbänder ins Basisband wodurch die beiden Rauschanteile additiv überlagert werden. Dabei ist die Rauschleistung aus dem unteren Seitenband dunkelgrau und die Rauschleistung aus dem oberen Seitenband hellgrau gezeichnet. Da das unerwünschte Seitenband (hier das obere) nur thermisches Rauschen mit einer Rauschtemperatur von 290 K beinhaltet stimmt die effektive Rauschzahl des Mixers – für diesen Aufbau – mit der spezifizierten SSB-Rauschzahl²³ überein.

²³⁾ Diese Definition wird Einseitenband-Rauschzahl (SSB-NF) genannt und ist die geläufigste Form zur Angabe der Rauschzahl von Mischern. Im Datenblatt des benutzten Mischer wird ebenfalls diese Definition verwendet.

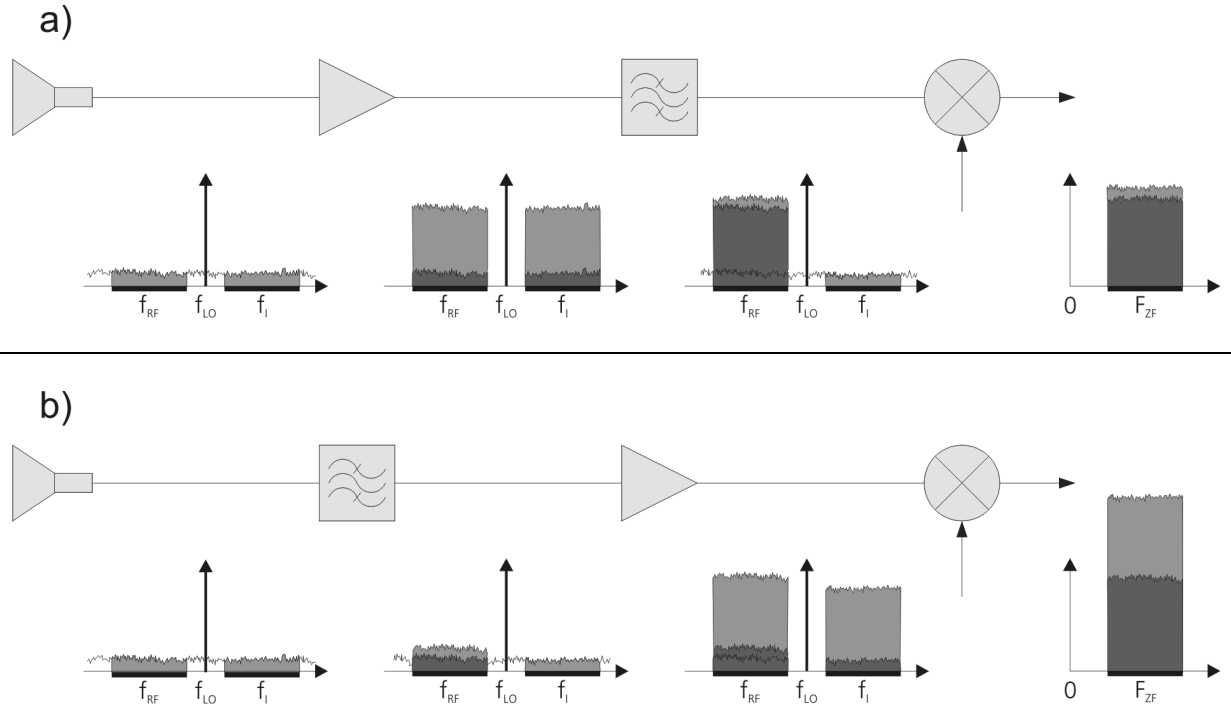


Abbildung 7-4: In a) und b) sind zwei verschiedene Empfängertopologien aufgezeigt. Sie beinhalten die gleichen Bauteile und unterscheiden sich nur durch die Reihenfolge von Filter und Verstärker. Dies hat einen direkten Einfluss auf die effektive Rauschzahl des Mischers.

Abbildung 7-4b) zeigt eine andere Empfängertopologie, bei der die Position von Verstärker und Filter vertauscht wurde. Dadurch wird das obere Seitenband zuerst unterdrückt und das Rauschen somit bis auf das thermische Rauschen unterdrückt. Anschliessend wird sowohl das Nutzsignal als auch das Rauschen beider Frequenzbänder verstärkt und ohne nochmaliges Filtern heruntergemischt. Während der Rauschanteil im unteren Seitenband im Vergleich zum ersten Fall unverändert bleibt ist die Rauschleistung im oberen Seitenband, bedingt durch die Verstärkung nach der Filterung, bedeutend grösser. Bei gleichem Signalpegel verschlechtert sich somit das Signal-Rausch-Verhältnis um bis zu 3 dB, was durch eine grössere effektive Rauschzahl des Mischers ausgedrückt wird.

Die effektive Rauschzahl eines Mischers $F_{mix,eff}$ lässt sich aus der SSB-Rauschzahl $F_{mix,SSB}$ berechnen [8]. G_{cas} und F_{cas} beinhalten die Verstärkung und die Rauschzahl aller Bauteile zwischen Filter und Mischer.

$$F_{mix,eff} = F_{mix,SSB} + (F_{cas} \cdot G_{cas} - 1) \quad (7-7)$$

Der relevante Teil des Transponders ist in Abbildung 7-5 gezeigt. Die Rauschzahl und die Verstärkung der Kaskade wurden mit den Formeln (7-8) berechnet.

$$F_{cas} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

$$G_{cas} = \prod_{n=1}^N G_n$$
(7-8)

Dabei bezeichnet F_n die Rauschzahl und G_n die Verstärkung der n-ten Komponente.

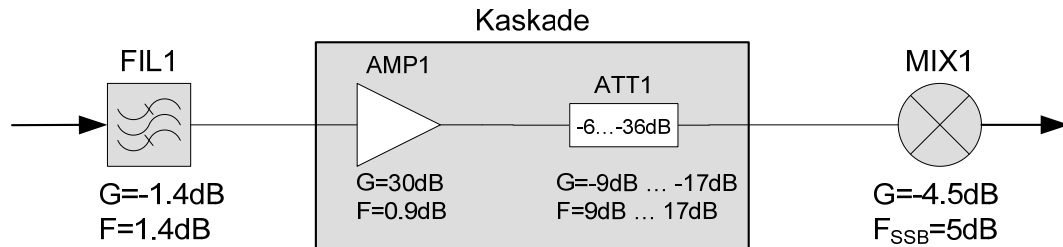


Abbildung 7-5: Dies ist die im Transponder verwendete Empfängertopologie. Sie stellt eine Erweiterung der Abbildung 7-4b) dar, bei welcher der Verstärker durch eine Kaskade aus Verstärker und Dämpfungsglied ersetzt wurde.

Daraus ergibt sich die effektive Rauschzahl beziehungsweise Rauschtemperatur des Mischers in Abhängigkeit des eingestellten Dämpfungswerts (Abbildung 7-6).

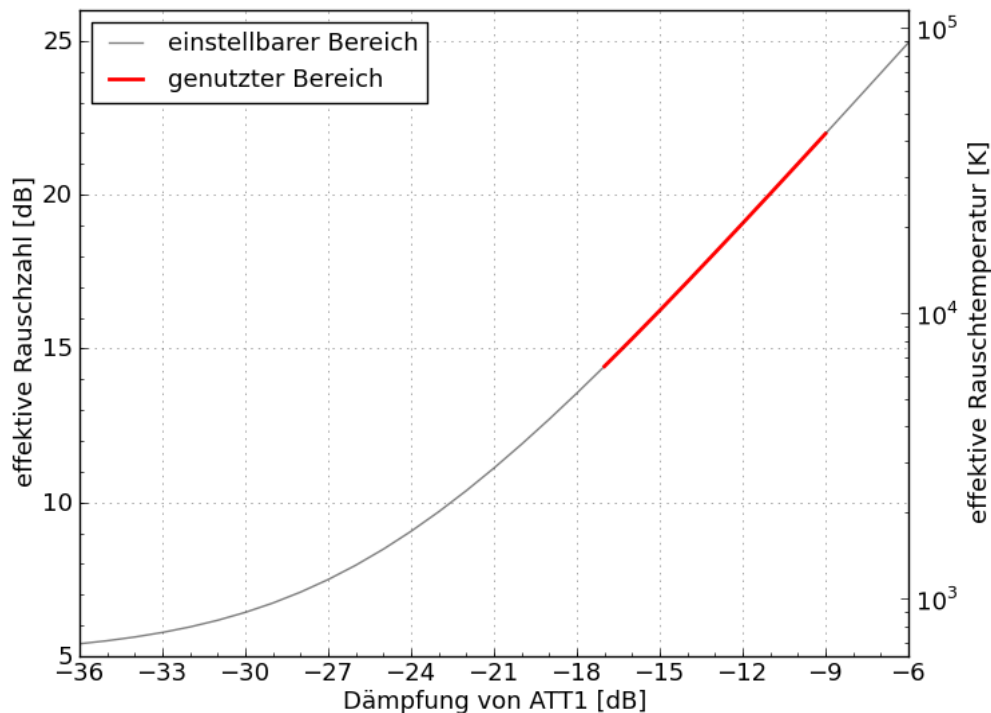


Abbildung 7-6: Die effektive Rauschzahl des Mischers ist gemäss der obigen Erklärung von der Verstärkung der Kaskade – und somit vom Dämpfungsfaktor des Dämpfungsglieds – abhängig. Die graue Kurve zeigt die effektive Rauschtemperatur des Mischers über den gesamten einstellbaren Dämpfungsbereich des Dämpfungsglieds. Die rote Kurve kennzeichnet den tatsächlich genutzten Bereich für eine optimale Aussteuerung des ADCs.

Im genutzten Dämpfungsbereich beträgt die effektive Rauschtemperatur von MIX1 zwischen 7740 K und 45506 K. Abbildung 7-7 zeigt zum Vergleich die Rauschzahl der Kaskade mit und

ohne Berücksichtigung des Rauschens im Spiegelfrequenzbereich. Wie zu erwarten war, bewirkt das Rauschen aus dem Spiegelfrequenzband für grosse Verstärkungswerte eine Verschlechterung der Rauschzahl um 3dB. Für geringe Verstärkungswerte ist dieser Effekt hingegen nur minimal da das thermische Rauschen aus dem Spiegelfrequenzband nach der Filterung kaum verstärkt wird.

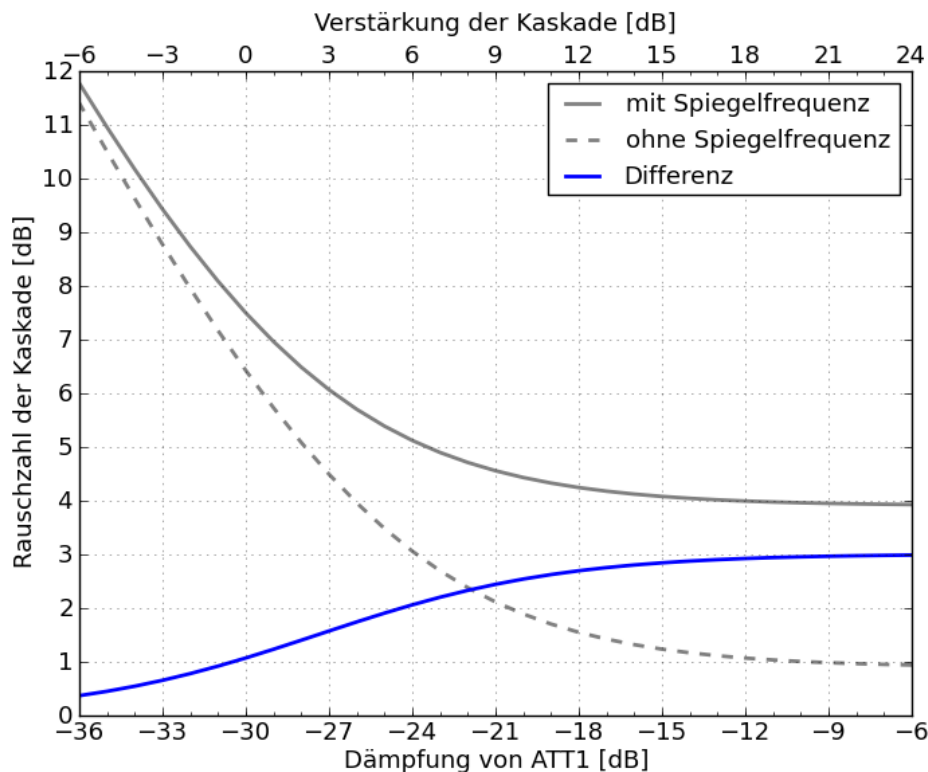


Abbildung 7-7: Die Rauschzahl der Kaskade in Abhängigkeit des Verstärkungsfaktors der Kaskade bzw. der Dämpfung von ATT1. Der Verstärkungsfaktor der Kaskade errechnet sich aus dem Dämpfungswert von ATT1 plus der Verstärkung von AMP1. Er ist somit direkt proportional zur eingestellten Dämpfung mit einem Offset von +30dB.

Der gezeigte Effekt tritt nur für Abwärtsmischer auf. Aus diesem Grund lässt sich für MIX2 direkt die SSB-Rauschzahl aus dem Datenblatt verwenden. Mit Formel (7-2) ergibt sich für MIX2 eine Rauschtemperatur von 627.1 K.

Komponente	Wandlungsverlust	Effektive Rauschtemperatur
MIX1	4.5 dB	7740 K – 45506 K
MIX2	4.5 dB	627 K

Tabelle 7-4: Wandlungsverlust und effektive Rauschtemperatur der Mischer

7.6 Analog-Digital-Wandler (ADC)

Analog-Digital-Wandler (ADCs) sind komplexe nichtlineare Bauteile, die sich grösstenteils wie aktive, rein analoge Bauteile verhalten. Dementsprechend weisen auch sie die üblichen Rauscharten auf. Zusätzlich entsteht durch die Wandlung der analogen Signale in diskrete Werte zusätzlich Quantisierungsrauschen. Weitere Fehler werden durch die zeitdiskrete Abtastung des

Eingangssignals erzeugt. Da der Einfluss dieser Fehler stark signal- und abtastfrequenzabhängig ist wird im Datenblatt im Allgemeinen keine Rauschzahl angegeben. Stattdessen muss sie – abhängig von den jeweiligen Bedingungen – aus den einzelnen Fehlerquellen berechnet werden. Für Sinussignale und Eingangssignale mit normalverteilter Amplitude gibt es in der Literatur entsprechende Fehlermodelle [22, 23, 24], welche sich aber nur eingeschränkt auf gepulste, linear frequenzmodulierte Signale (Chirps) anwenden lassen. Aus diesem Grund ist es wichtig, die einzelnen Terme und deren Einfluss auf die Übertragungskennlinie zu quantifizieren.

Da der ADC als kritische Komponente in Bezug auf die Signalqualität angenommen wurde, wurden neben der Berechnung der Rauschzahl ebenfalls mögliche Signalverzerrungen durch Nichtlinearitäten untersucht und falls möglich entsprechende Methoden zur Kompensation vorgeschlagen.

7.6.1 Fehlerquellen eines ADC

Ein ADC besteht aus drei Blöcken, die alle unabhängig voneinander Ursache für Störungen darstellen. Man unterscheidet zwischen Quantisierungsfehlern, die im Komparator entstehen und Fehler im Abtast-Halte-Verstärker (SHA) aufgrund von Phasenrauschen. Die dritte Fehlerquelle wird äquivalentes eingangsbezogenes Rauschen (Equivalent Input Referred Noise) – oder oft auch bloss thermisches Rauschen – genannt und beinhaltet alle restlichen Fehler, die in aktiven, analogen Bauteilen auftreten. Dazu gehören beispielsweise thermisches Rauschen von Widerständen, „ kT/C “-Rauschen²⁴, Schrot- und Funkelrauschen.

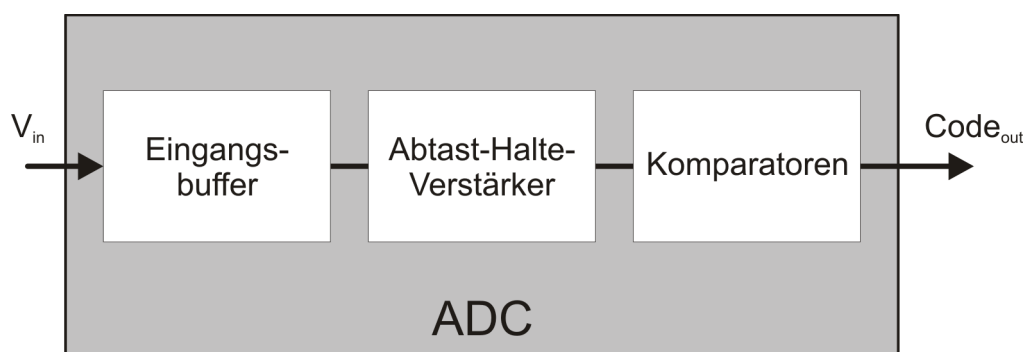


Abbildung 7-8: Blockschaltbild eines ADCs.

Im Folgenden werden die drei Quellen separat analysiert. Unter der Annahme, dass die drei Fehlerquellen statistisch unabhängig sind ergibt sich der Gesamtfehler als Wurzel der quadratischen Summe (RSS – Root Sum Squared) der Einzelfehler.

²⁴⁾ Dieses Rauschen stellt eine Form von thermischem Rauschen dar, ist aber im Gegensatz dazu nicht vom Widerstandswert, sondern von der Kapazität abhängig. Sie ist nach ihrer Berechnung benannt, wobei k für die Boltzmannkonstante, T für die Temperatur und C für die Kapazität stehen. kT/C -Rauschen tritt – aufgrund ihrer Drain-Kapazität – besonders ausgeprägt in Feldeffekttransistoren auf und ist üblicherweise die limitierende Rauschform in hochauflösenden ADCs.

7.6.2 Quantisierungsfehler

Ein ADC kann das analoge Eingangssignal nicht exakt in einen digitalen Code abbilden da Digitalwerte – anders als Analogwerte – diskret sind. Die durch die Diskretisierung des Eingangssignals entstehende Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangswert stellt somit einen unerwünschten Fehler dar der selbst in einem idealen ADC vorkommt. Für alle Eingangswerte innerhalb des erlaubten Spannungsbereichs liegt der Quantisierungsfehler $e(t)$ zwischen $-1/2$ und $+1/2$ LSB. Für Eingangswerte ausserhalb dieses Bereichs wird der Fehler grösser da der Eingangswert nicht mehr durch einen entsprechenden Code dargestellt werden kann (Abbildung 7-9). Für die weitere Betrachtung wird angenommen, dass der ADC nur innerhalb seines erlaubten Bereichs angesteuert wird.

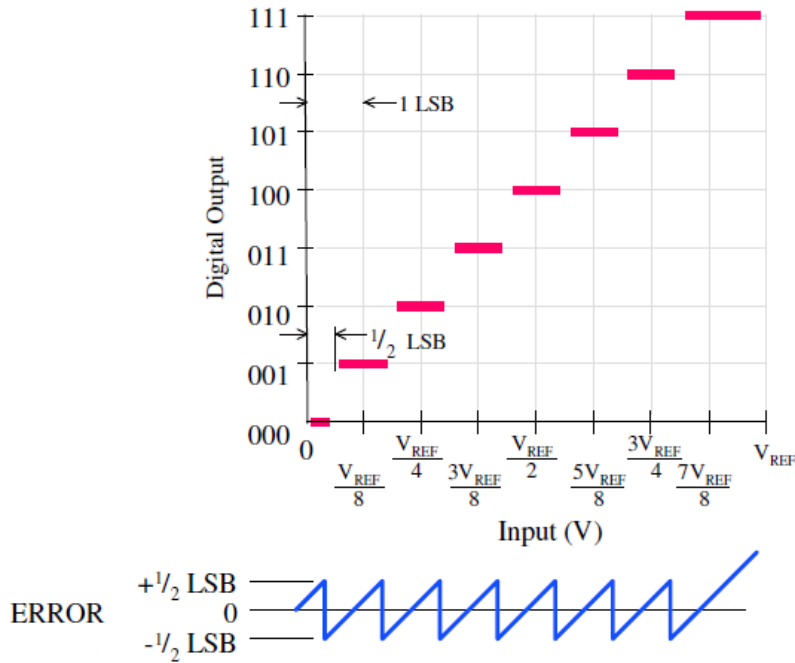


Abbildung 7-9: Quantisierungsfehler eines idealen ADCs [25].

Unter der vereinfachenden Annahme, dass der Quantisierungsfehler signalunabhängig und gleichverteilt ist, kann er als eine weiße Rauschquelle mit einem Spitze-Tal-Wert von 1 LSB modelliert werden [24]. Daraus folgt für das SNR eines idealen ADC mit N Bits und ein sinusförmiges Eingangssignal mit Amplitude A :

$$v_{RMS} = \overline{v^2(t)} = \frac{A}{\sqrt{2}} \quad (7-9)$$

$$e_{RMS} = \overline{e^2(t)} = \frac{LSB}{\sqrt{12}} \quad (7-10)$$

$$SNR_{quant} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{v_{RMS}}{e_{RMS}} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(A \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 2^{N+1} \right) \quad (7-11)$$

Abbildung 7-10 zeigt das normierte Histogramm des Quantisierungsfehlers für ein Sinussignal $v(t)$ mit vier verschiedenen Amplituden. Die Spitzen entstehen, weil die Funktionswerte eines Sinus und somit die daraus entstehenden Quantisierungsfehler – entgegen der vereinfachenden Annahme – nicht gleichverteilt sind. Für Amplituden, die einem ganzzahligen Vielfachen eines LSBs entsprechen, ergibt sich eine Spitze bei 0 LSB.

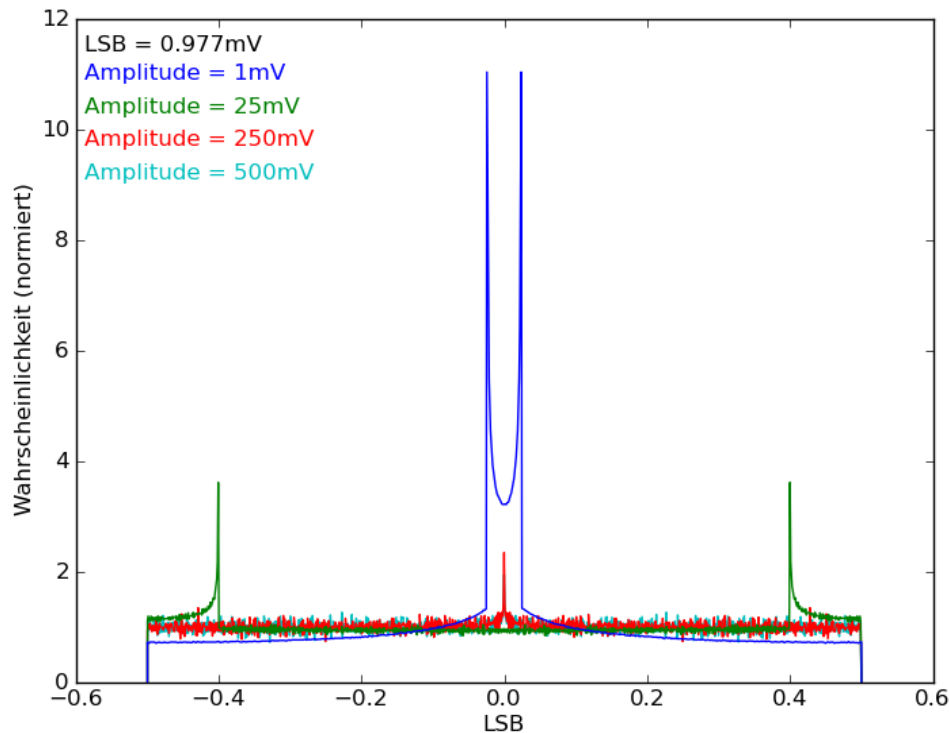


Abbildung 7-10: Histogramm des Quantisierungsfehlers für sinusförmige Eingangssignale bei vier verschiedenen Amplituden. Für Amplituden, die viel grösser sind als ein LSB, ist die Verteilung annähernd gleichförmig.

Die in der Formel (7-11) gemachte Annahme eines gleichverteilten, weißen Quantisierungsrauschens stimmt für große Amplituden sehr genau. Für kleine Amplituden in der Größenordnung einiger LSB weicht die Verteilung deutlich von einer Gleichverteilung ab. Trotzdem kann die Formel näherungsweise zur Berechnung des SNR von sinusförmigen Eingangssignalen verwendet werden (Abbildung 7-11).

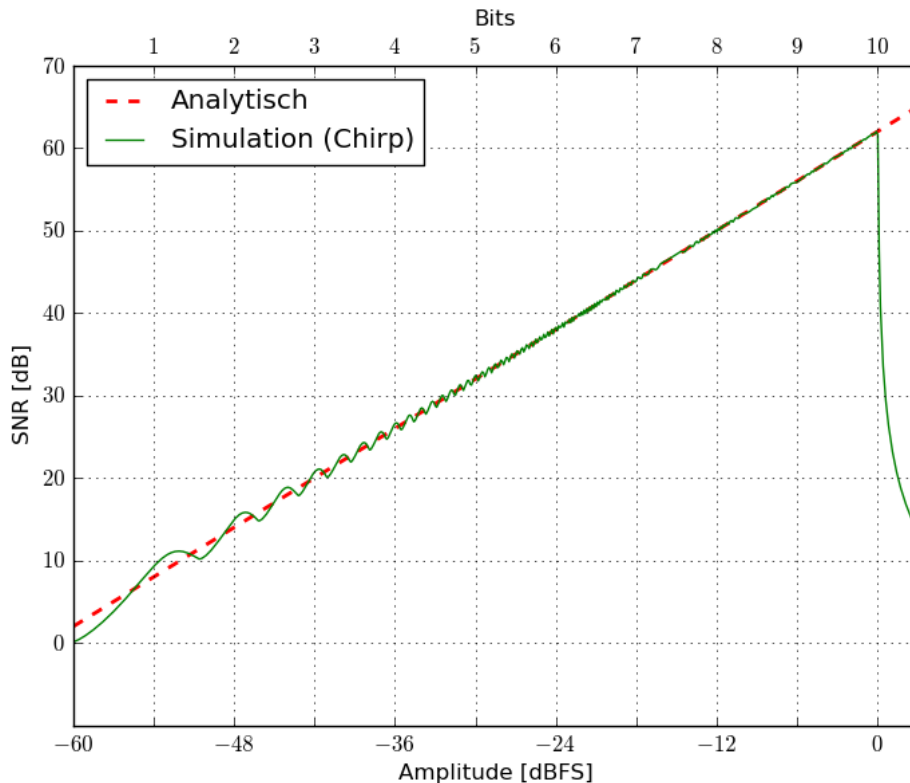


Abbildung 7-11: Das SNR aufgrund des Quantisierungsrauschens bei verschiedenen Amplituden in dBFS²⁵. Die gestrichelte Linie zeigt das berechnete SNRs gemäss Formel (7-11) für allgemeine sinusförmige Signale über einen Eingangsbereich von -60 dBFS bis +3 dBFS. Die durchgehende Linie zeigt das SNR des verwendeten Chirp-Signals. Die Angabe in Bits bezieht sich auf den verwendeten ADC und lässt sich aus der Eingangsleistung ableiten.

In Abbildung 7-11 ist das SNR des verwendeten Chirps für einen idealen ADC über verschiedene Eingangspegel aufgetragen. Da es sich bei einem Chirp um ein sinusförmiges Signal handelt stimmt die Simulation recht genau mit der für Sinussignale hergeleiteten Formel überein. Wird der ADC durch ein zu großes Eingangssignal – über 0 dBFS – in die Sättigung getrieben, steigt der Fehler stark an. Dieser Effekt wird in der vereinfachten Formel (7-11) nicht berücksichtigt. Zusätzlich weist die simulierte Kurve eine Welligkeit auf, die von der nicht exakt gleichförmigen Verteilung des Chirps herrührt. Das hier simulierte SNR gilt für einen idealen ADC und stellt den bestmöglichen Wert dar. Für einen 10-bit ADC und ein Eingangssignal von 0 dBFS ergibt sich somit ein bestmögliches SNR von 62 dB.

7.6.2.1 Lineare Fehler

Neben Quantisierungsfehlern treten in realen ADCs auch Verstärkungs- und Offsetfehler auf. Beides sind deterministische Fehler und führen deshalb nicht zu einer Verschlechterung des SNR sondern zu einer Verfälschung des Signals. Da die Signale im Transponder auch aufgezeichnet

²⁵⁾ dBFS bezeichnet die Angabe eines Signals referenziert auf den vollen Aussteuerungsbereich (Full Scale) und wird für ADCs oft statt der Angabe in dBm verwendet. Ein Signal mit -6 dBFS ist folglich 6 dB schwächer als das Signal zur vollen Aussteuerung und hat somit eine halb so grosse Amplitude. Dies entspricht einem Bit weniger.

werden sollte eine Korrektur des Verstärkungsfaktors und des Offsets durchgeführt werden. Bei den meisten ADCs lassen sich die beiden Werte – nach vorhergehender Charakterisierung – innerhalb gewisser Grenzen korrigieren. Reicht das nicht aus, kann die Korrektur auch mittels einer linearen Transformation im Digitalteil erfolgen. Der Nachteil einer Korrektur mittels Software ist eine reduzierte Auflösung. Bei dem verwendeten ADC darf der Verstärkungsfehler gemäss Datenblatt maximal 10% betragen.

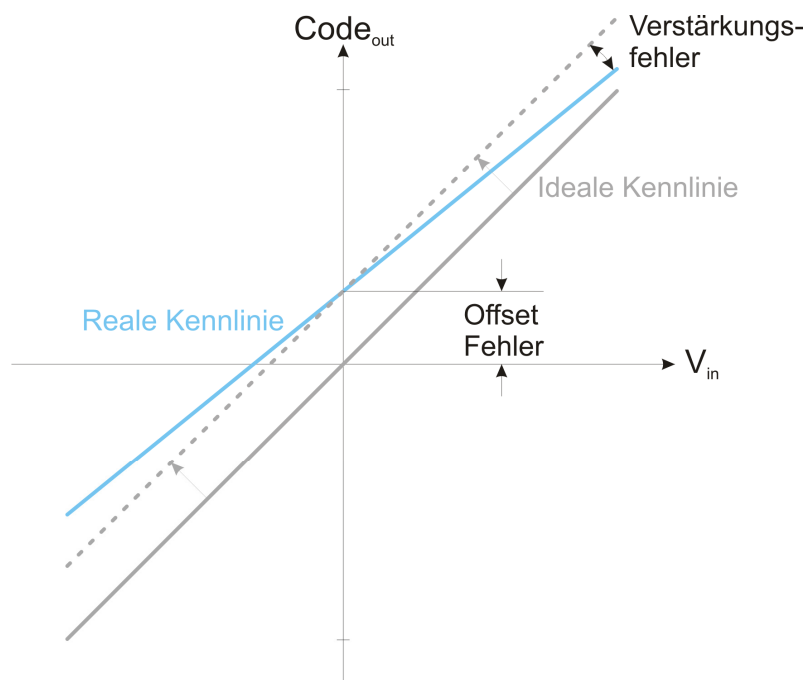


Abbildung 7-12: Vereinfachte Darstellung eines Verstärkungs- und Offsetfehlers.

Indem der Eingang mit Masse kurzgeschlossen und die abgetasteten Werte aufgezeichnet wurden konnte der Offsetfehler des verwendeten ADCs gemessen werden. Idealerweise sollten alle Ausgangscodes den Wert null aufweisen da das Eingangssignal mit Masse verbunden ist. Durch das Eigenrauschen (Abschnitt 7.6.4) des ADCs weisen die Ausgangscodes hingegen eine gewisse Streuung über mehrere Bits auf. Daraus lässt sich durch Mittelwertbildung die mittlere Abweichung vom Sollwert bestimmen. Abbildung 7-13 zeigt einen Ausschnitt des gemessenen Zeitverlaufs und den rechnerisch bestimmten Mittelwert von -7.07 LSB. Das entspricht einem Offsetfehler von -3.452 mV.

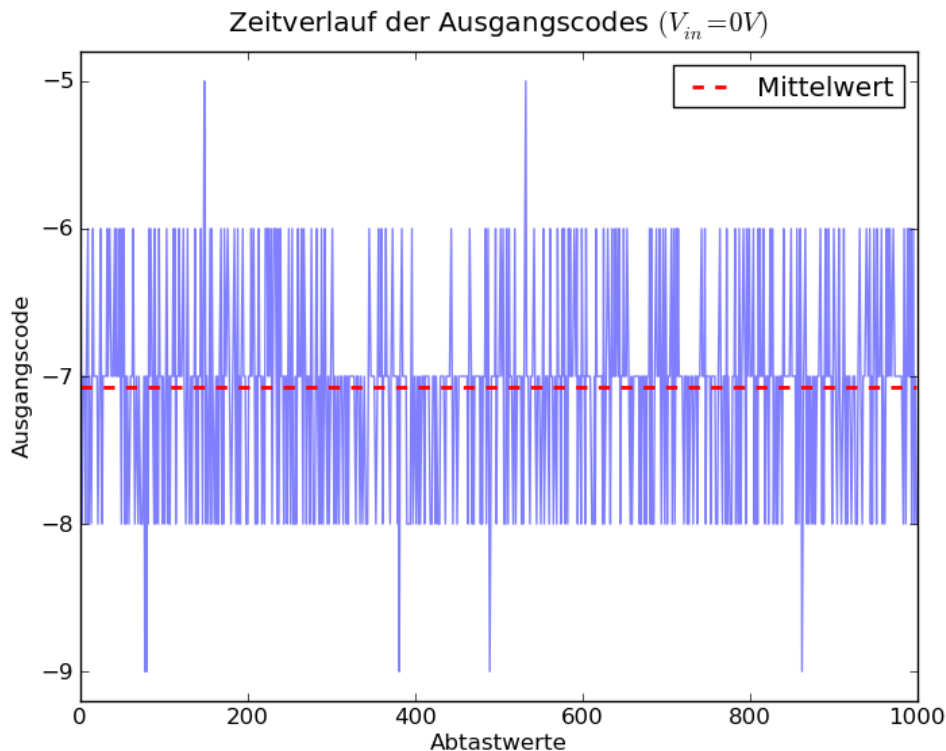


Abbildung 7-13: Zeitverlauf der gemessenen Ausgangscodes für einen auf Masse gezogenen Eingang. Der Mittelwert entspricht dem Offset des ADCs.

7.6.2.2 Nichtlinearitäten

Wird die Eingangsspannung eines ADCs kontinuierlich erhöht erscheint am Ausgang in diskreten Schritten die entsprechende digitale Kodierung. Bei einem idealen ADC ist die erforderliche Spannungsdifferenz zwischen zwei dieser Codeübergänge immer gleich groß. Sie entspricht der kleinstmöglichen Auflösung; einem LSB. Reale ADCs weichen aufgrund von Bauteilungenauigkeiten von dieser idealen Treppenfunktion ab. Die Differenz zwischen der Spannung, bei der ein Übergang idealerweise erfolgen sollte und der bei der er tatsächlich erfolgt, bezeichnet man als differenzielle Nichtlinearität (DNL). Sie wird üblicherweise nicht in Volt sondern in Bruchteilen eines LSBs angegeben. Abbildung 7-14 zeigt die ideale Treppenfunktion in grau zusammen mit zwei verschieden großen DNL-Fehlern. Um in Abbildung 7-14-a) vom Ausgangscode ,10' auf ,11' zu wechseln, muss die Eingangsspannung statt um 1 LSB nur um 0.5 LSB erhöht werden. Dieser Codeübergang weist demnach einen DNL-Fehler von -0.5 LSB auf. Beim ADC mit der Übertragungskennlinie aus Abbildung 7-14-b) beträgt der DNL-Fehler -1 LSB, was dazu führt, dass der Ausgangscode ,10' nie auftreten kann. Ein ,Missing Code' entsteht bei DNL-Fehlern mit Betrag größer oder gleich Eins.

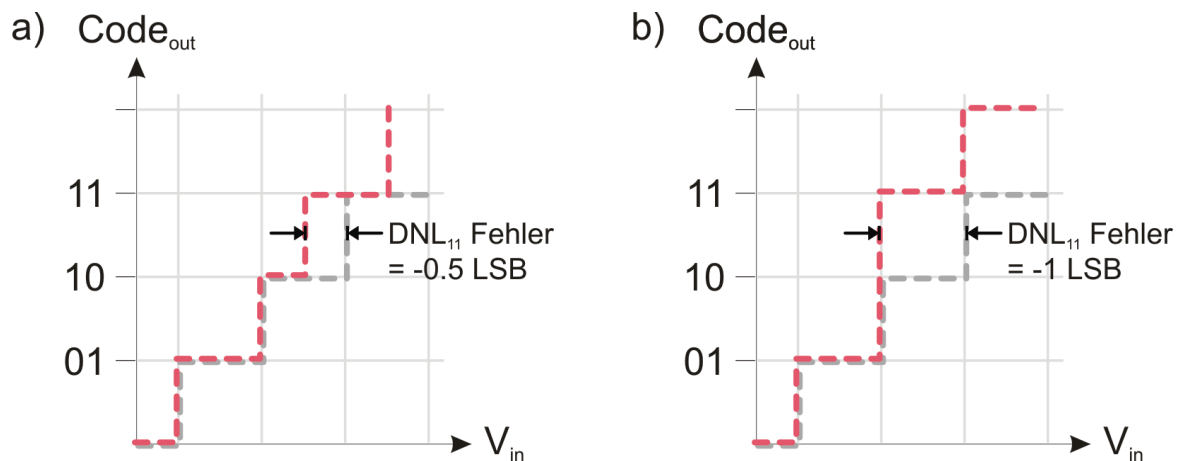


Abbildung 7-14: Beispiele von zwei verschiedenen stark ausgeprägten DNL-Fehlern. In b) erzeugt der DNL-Fehler einen sogenannten ‚Missing Code‘.

Da jeder Codeübergang einen anderen DNL-Fehler hat, wird in Datenblättern meist bloß DNL_{MAX} und DNL_{RMS} angegeben. Nebst der Größe der DNL-Fehler ist auch die Position entscheidend. Treten viele DNL-Fehler mit demselben Vorzeichen nacheinander auf, führt das zu einer Krümmung der Kennlinie. Diese Abweichung von der linearen Übertragungsfunktion wird durch die integrale Nichtlinearität (INL) beschrieben. Die INL von einem Code entspricht der Summe aller DNL bis zu diesem Code.²⁶

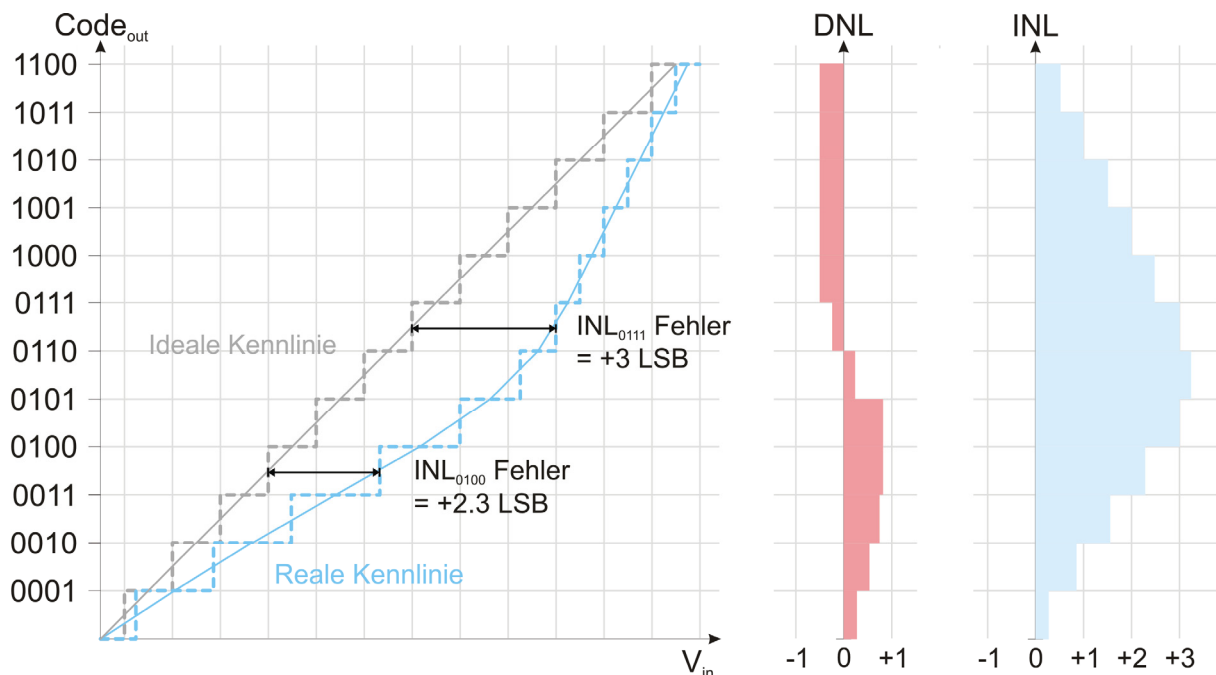


Abbildung 7-15: Die integrale Nichtlinearität beschreibt die Abweichung von der idealen Kennlinie.

DNL-Fehler entstehen aufgrund von Herstellungstoleranzen der Komparatoren. Die Verteilung der Fehler hängt somit von der verwendeten Architektur ab. Ein Flash-ADC weist für jeden Code einen separaten Komparator auf, weshalb von einer Gleichverteilung der Fehler über alle

²⁶⁾ Zusätzlich beinhaltet die INL auch die Nichtlinearitäten des Abtast-Halte-Verstärkers (SHA).

Codes ausgegangen werden kann. Bei dem verwendeten SA-ADC²⁷ ist hingegen bloss ein Komparator pro Bit vorhanden. Ein DNL-Fehler im LSB-Komparator tritt somit bei jedem zweiten Code auf. Bei einem DNL-Fehler im MSB-Komparator andererseits ist der Einfluss sehr gering, da er sich nur bei einem Wechsel von ,0' zu ,1' oder ,1' zu ,0' auswirkt. Eine Simulation möglicher DNL-Fehler eines SA-ADC und der Vergleich mit einem realen System ist in Anhang A.IV aufgeführt.

7.6.2.3 Ansätze zur Rauschreduktion und Fehlerkorrektur

7.6.2.3.1 Überabtastung mit nachträglicher Filterung

Überabtastung ist eine der effektivsten Methoden zur Rauschreduktion. Sie basiert auf demselben Prinzip wie die in Abschnitt 3.3.2.4 erklärte direkte Digitalisierung. Durch das Abtasten werden alle Signale – und somit auch alle Rauschanteile – in die erste Nyquistzone gespiegelt. Wird die Abtastrate vergrössert erweitert sich diese Zone. Da unkorreliertes Rauschen gleichmäßig über den gesamten ersten Nyquistbereich verteilt ist sinkt bei einer Vergrößerung der Nyquistzone die effektive spektrale Rauschdichte. Durch nachträgliche, digitale Filterung auf die gewünschte Bandbreite können die außerhalb liegenden Rauschanteile weggefiltert werden. In rauschsensitiven Systemen wird zu diesem Zwecke oft mit einem Faktor von 20 oder größer überabgetastet. Die daraus resultierende Rauschreduktion wird als Prozessierungsgewinn bezeichnet und errechnet sich aus dem Verhältnis der Nyquist- zur Nutzbandbreite:

$$\text{Prozessierungsgewinn [dB]} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{f_s}{2 \cdot BW} \right) \quad (7-12)$$

Für eine Abtastfrequenz von 2.15 GHz und eine Nutzbandbreite von 800 MHz ergibt sich eine Verbesserung des SNR von 1.28 dB. Dazu muss das abgetastete Signal bloss mit einem digitalen Tiefpass auf 800 MHz begrenzt werden. Wird stattdessen ein digitaler Bandpass verwendet und somit ebenfalls die Frequenzen von 0 MHz bis 200 MHz unterdrückt, ergibt sich sogar eine Verbesserung des SNR von 2.53 dB.

7.6.2.3.2 INL-Kompensation

Wie in Abschnitt 7.6.2.2 beschrieben verursachen DNL-Fehler beinahe signalunabhängiges Rauschen während INL-Fehler zu einer Verzerrung des Signals führen. Im Falle einer Pulskompression des Signals spielt die Verteilung des Fehlers eine entscheidende Rolle, da (unkorreliertes) Rauschen im Gegensatz zu korrelierten Fehlern durch die Pulskompression²⁸ unterdrückt wird. Aus diesem Grund haben INL-Fehler einen viel größeren Einfluss auf die Stabilität des RCS nach der Prozessierung als DNL-Fehler oder Phasenrauschen. An diesem Punkt setzt die INL Kompen-

²⁷⁾ (Pipelined-)Successive-Approximation-ADC

²⁸⁾ Die Pulskompression entspricht einem Optimalfilter für linear frequenzmodulierte Signale. Folglich ergibt sich eine Unterdrückung des (unkorrelierten) Rauschens gemäss der Theorie des Optimalfilters.

sation an. Durch eine genau bekannte Rampenfunktion kann die Krümmung der Kennlinie aufgezeichnet und als Wertetabelle abgespeichert werden. Basierend auf dieser Kalibrierkurve des ADCs kann die INL während des Betriebs im Digitalteil kompensiert werden. Da die Abtastwerte bloß in diskreten Schritten vorliegen, muss zu jedem Code nur der dazugehörige Mittelwert gespeichert werden. Wird zudem angenommen, dass sich die INL-Fehler über die Zeit nicht ändern – wovon in den meisten Fällen aufgrund der physikalischen Ursache ausgegangen werden kann – reicht eine einmalige Charakterisierung vor der Inbetriebnahme. Diese einfache Messmethode mittels einer Rampenfunktion kann beim verwendeten ADC nicht angewandt werden da der Eingang über ein Symmetrierglied AC-gekoppelt ist. Aus diesem Grund muss die INL mit einer Histogramm-Messmethode und hochfrequenten Signalen bestimmt werden deren Verteilung bekannt ist. Ist ein Codebereich zu breit oder zu schmal, lässt sich das durch eine Abweichung von der bekannten Verteilung feststellen. Dazu kann entweder Rauschen – wie in Anhang A.IV am Beispiel der beiden ADCs vom TerraSAR-X Satelliten gezeigt – oder Sinussignale wie in [27] verwendet werden. Diese Messung ist nicht Teil dieser Arbeit.

Der Nutzen der INL-Kompensation ist stark abhängig von der Verteilung der DNL-Fehler und kann deshalb erst nach der Messung des ADCs genauer bestimmt werden. Obwohl die Fehlerkompensation primär zur Vermeidung von Signalverzerrungen gemacht wird zeigten Simulationen teilweise auch eine Verbesserung des SNRs. Für einige spezielle Verteilungen der DNL-Fehler und kleine Signalamplituden wurde das SNR sogar über den optimalen Wert eines idealen ADCs hinaus verbessert²⁹. Für andere Fehlerverteilungen ergab sich aufgrund der Kompensation auch eine leichte Verschlechterung verglichen mit dem nur durch die Nichtlinearitäten verursachten SNR.

7.6.2.3.3 Dithering

Dithering verbessert – ebenso wie INL-Kompensation – nicht primär das SNR, sondern soll Signalverzerrungen reduzieren. Bei einem ADC dient es dazu quantisierungsbedingte Verzerrungen wie zum Beispiel harmonische Anteile bei periodischen Signalen zu verhindern. Dazu wird dem Signal vor dem ADC unkorreliertes Rauschen in der Größenordnung von 0.1 bis 1 LSB hinzugefügt. Das bewirkt, dass der durch Quantisierung verursachte Fehler nicht mehr signalabhängig sondern gleichverteilt ist. Dies ist eine gängige Technik in rauschempfindlichen Systemen und führt zusammen mit Überabtastung sogar zu einer höheren effektiven Bitzahl als physikalisch vorhanden [28, 29].

²⁹⁾ Dieser Effekt tritt beispielsweise bei dem in Abbildung 7-15 gezeigten Verlauf auf. Durch die Beugung der Kurve ähnelt die Übertragungsfunktion der, eines logarithmischen ADCs. Dadurch erhöht sich die Auflösung für kleine Signalamplituden falls eine INL-Kompensation durchgeführt wird.

Wird das zusätzliche Rauschen nur außerhalb der genutzten Bandbreite hinzugefügt und danach digital wieder herausgefiltert, können mit diesem Verfahren die Signalverzerrungen reduziert werden ohne gleichzeitig das SNR anzuheben. Dieses Verfahren ist nicht Teil dieser Arbeit und wird hier nur der Vollständigkeit halber erwähnt.

7.6.3 Phasenrauschen

Unter Phasenrauschen versteht man zufällige Fluktuationen der Phase eines Signals. Phasenrauschen ist sowohl im Eingangssignal wie auch im Taktsignal des ADCs vorhanden. Für die Stabilität des ADCs ist bloß das Phasenrauschen im Taktsignal entscheidend.

Das Abtasten eines Signals entspricht einem Mischen. Dabei werden die Spektren von Taktsignal und Eingangssignal gefaltet. Bei einem sinusförmigen Eingangssignal lässt sich der Effekt gut zeigen. Das Phasenrauschen des Taktsignals führt zu einer verschlechterten Frequenzauflösung („Verschmieren“ des Eingangssignals) und zu einem reduzierten SNR. Die beiden Effekte entsprechen einer Frequenzmodulation (FM) bzw. Amplitudenmodulation (AM) des Eingangssignals.

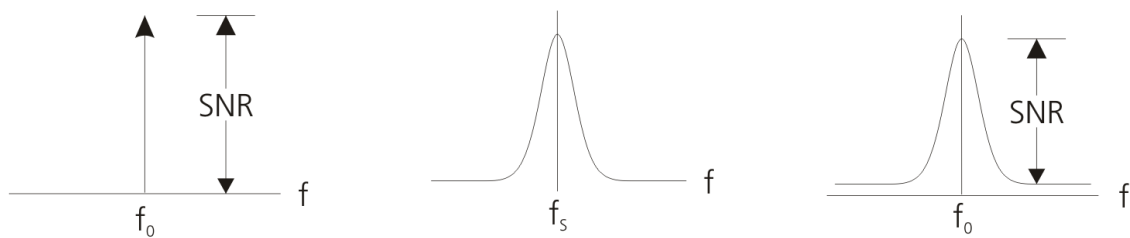


Abbildung 7-16: Eingangs-, Takt- und Ausgangssignal.

Das totale Phasenrauschen σ_t des Taktsignals setzt sich gemäss Formel (7-13) aus dem Phasenrauschen des Taktgenerators σ_c und dem des Abtast-Halte-Verstärkers SHA σ_a zusammen.

$$\sigma_t = \sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_a^2} \quad (7-13)$$

Dabei bezeichnet σ_t , σ_c und σ_a jeweils die Standardabweichung in Sekunden. σ_a ist ein wichtiges Qualitätskriterium eines ADCs und kann dem Datenblatt entnommen werden. Ist der Wert zu groß kann vor dem ADC ein hochpräziser SHA mit besserem σ_a' in den Signalpfad eingefügt werden. Durch korrektes Timing ‚sieht‘ der ADC dadurch ein unveränderliches Eingangssignal und das totale Phasenrauschen verbessert sich gemäß obiger Formel indem man σ_a durch das neue σ_a' ersetzt. Diese Methode ist mit erheblichem Aufwand verbunden weshalb bereits bei der Auswahl des ADCs auf ein ausreichend gutes σ_a geachtet werden sollte.

Im Gegensatz zum Phasenrauschen des ADCs ist das Phasenrauschen des Taktgenerators σ_c meist nicht als Standardabweichung sondern in Form einer spektralen Rauschleistungsdichte gegeben.

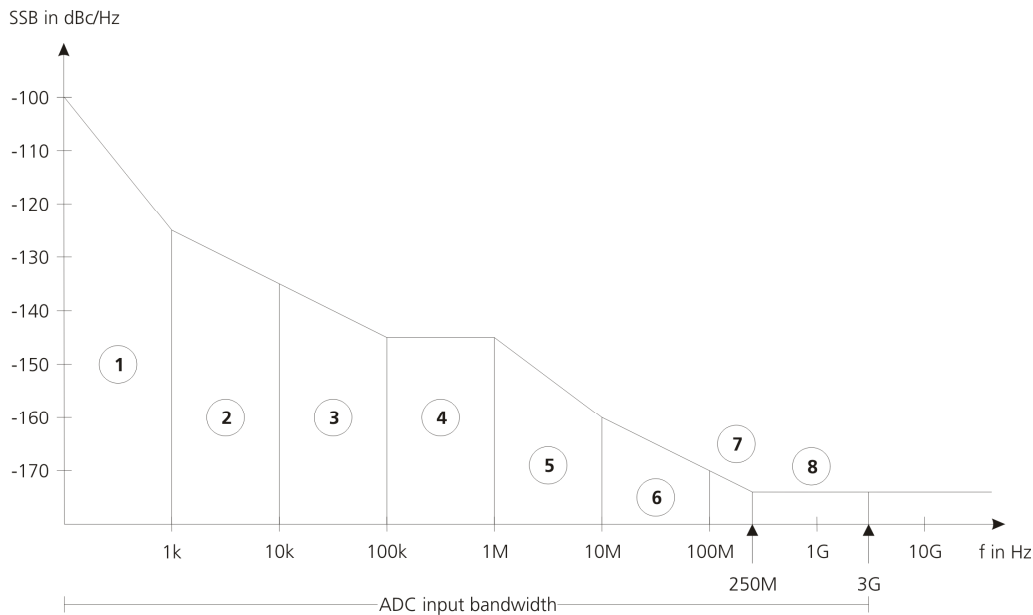


Abbildung 7-17: Einseitige spektrale Rauschleistungsdichte des Taktsignals

Durch Integration der spektralen Rauschleistungsdichte über die analoge Bandbreite des ADCs (Taktsignaleingang) lässt sich ein mittleres Phasenrauschen berechnen.

Für das oben gezeigte Spektrum ergibt sich für σ_c ein Wert von 18 fs. Das Segment 1 hat dabei den größten Einfluss. Verglichen mit dem Phasenrauschen des verwendeten ADCs von $\sigma_a = 150$ fs ist das Phasenrauschen des Taktgenerators vernachlässigbar gering.

7.6.3.1 Amplitudenmodulation des Phasenrauschens

Die Verschlechterung des SNRs aufgrund von Phasenrauschen ist abhängig vom Eingangssignal. Für ein Sinussignal bei voller Aussteuerung lässt es sich gemäß [24] wie folgt berechnen:

$$SNR_{jitter} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{2\pi f_a \sigma_t} \right) \quad (7-14)$$

Dabei bezeichnen σ_t den Effektivwert des Phasenrauschens in Sekunden und f_a die analoge Eingangsbandbreite des ADCs.

Für den verwendeten ADC beträgt SNR_{jitter} bei einem Eingangssignal von 800MHz 62.5dB.

7.6.3.2 Frequenzmodulation des Phasenrauschens

Wie oben erwähnt führt Phasenrauschen im Taktsignal nebst einer Verschlechterung des SNR zu einer Verschlechterung der Frequenzauflösung [25]. Im Gegensatz zum SNR ist dieser Fehler unabhängig von der Amplitude und Phase des Eingangssignals:

$$\alpha_i = \sigma_i[\text{sec}] \cdot f_s \cdot 360^\circ \quad (7-15)$$

Mit α_i als Effektivwert des Phasenrauschens in Grad und einer Abtastfrequenz f_s des ADCs von 2.15 GHz ergibt sich eine mittlere Phasenungenauigkeit von 0.12°.

7.6.3.3 Ansätze zur Fehlerkorrektur

Da die Fehler aufgrund von Phasenrauschen durch die Qualität des Taktsignals sehr gering sind ist keine Fehlerkorrektur erforderlich. Die einzige Möglichkeit um das SNR_{jitter} weiter zu reduzieren besteht darin, ein genaueres Abtast-Halt-Glied vor den ADC zu schalten. Eine Verbesserung des Rauschverhaltens durch eine bessere Taktquelle ist nicht sinnvoll da das Phasenrauschen des Taktsignals im Vergleich zu dem des SHA bereits vernachlässigbar klein ist. Würde man den Taktgenerator beispielsweise durch eine ideale, rauschfreie Quelle ersetzen, ergäbe das eine Verbesserung des SNRs von nur 0.06dB.

7.6.4 Äquivalentes Eingangsbezogenes Rauschen

Die dritte unabhängige Störgröße eines ADC beinhaltet alle restlichen Rauschquellen; also jene, welche nicht aufgrund des Abtast- oder Quantisierungsprozesses entstehen. Sie umfasst weiße und farbige Rauschanteile, wie sie in den verschiedenen HF-Bauteilen üblicherweise vorkommen. Dazu zählen unter anderem thermisches Rauschen der Widerstände, Schrotrauschen und „kT/C“-Rauschen der Transistoren und Schaltkondensatoren. Daneben nimmt auch das Rauschen der Referenzspannungsquelle einen wichtigen Stellenwert ein da es sich ebenfalls direkt im Ausgangscode bemerkbar macht.

Das äquivalente eingangsbezogene Rauschen (EIRN) – oft auch nicht ganz korrekt als thermisches Rauschen bezeichnet – ist normalerweise nicht im Datenblatt angegeben und variiert zwischen verschiedenen ADC-Designs stark. Aus diesem Grund muss es messtechnisch ermittelt werden. Da das Rauschen im Gegensatz zu Quantisierungs- und Phasenrauschen auch bei Gleichspannung auftritt lässt es sich mit demselben Aufbau wie zur Messung des Offsetfehlers (Abschnitt 7.6.2.1) bestimmen. Dazu wird bei einem bipolaren ADC der Eingang auf Masse gelegt und über längere Zeit die Ausgangscodes aufgezeichnet. Das so erzeugte Histogramm wird als ‚grounded-input‘-Histogramm bezeichnet und weist eine annähernd gaußförmige Verteilung auf. Daraus lässt sich die Standardabweichung und somit der Effektivspannungswert des äquivalenten eingangsbezogenen Rauschens bestimmen [24, 30].

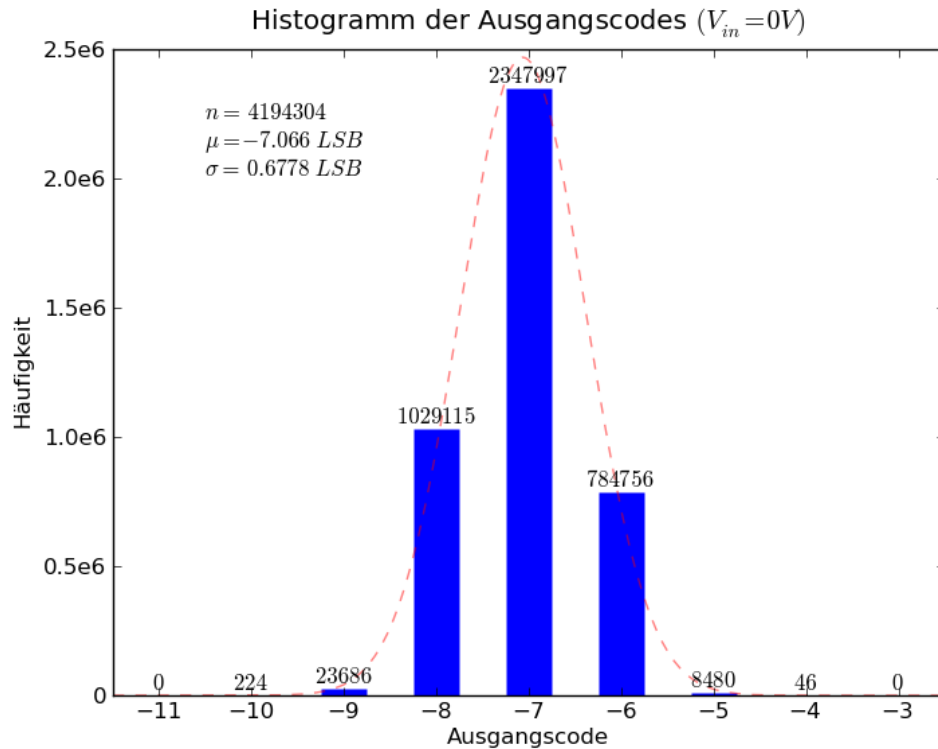


Abbildung 7-18: Die blauen Balken zeigen das ‚grounded-input‘-Histogramm des verwendeten ADCs. Die gestrichelte rote Kurve zeigt die ideale Gaußskurve mit denselben Momenten.

Für den verwendeten ADC beträgt die Standardabweichung der Rauschspannung σ gemäss der Histogramm-Messung aus Abbildung 7-18 0.6778 LSB. Das entspricht gemäss Formel (7-16) einer Rauschleistung von -56.6 dBm und bei voller Aussteuerung von -2 dBm einem SNR_{EIRN} von 54.6 dB.

$$P_N = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sigma^2}{50\Omega} \right) \quad (7-16)$$

7.6.5 Gesamtfehler

Der durch den ADC generierte Fehler lässt sich gemäss obiger Aufteilung in signalabhängige Verzerrungen und unkorreliertes Rauschen aufteilen. Während die Nichtlinearitäten, die zu Verzerrungen führen bloss qualitativ betrachtet wurden, lassen sich die Rauschquellen in ein Gesamt-SNR des ADCs zusammenfassen. Es besteht aus den drei Rauschquellen: Quantisierungsrauschen, Phasenrauschen und äquivalentem eingangsbezogenem Rauschen. Da jede der drei Rauschquellen eine andere Ursache hat können sie als unabhängige Fehlerbeiträge betrachtet werden und mit Formel (7-17) verrechnet werden.

$$SNR_{ADC,tot} = 10 \cdot \log_{10} \left(10^{\left(\frac{-SNR_{quant}}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{-SNR_{jitter}}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{-SNR_{EIRN}}{10}\right)} \right) \quad (7-17)$$

Um eine spürbare Verbesserung des Gesamttrauschens zu erreichen, muss der größte der drei Fehlerterme reduziert werden. Für den verwendeten ADC ist das gemäss Tabelle 7-5 das SNR_{EIRN} . Eine weitere Möglichkeit ist das vorgestellte Verfahren der Überabtastung mit nachträglicher digitaler Filterung. Dies führt zu einer Verbesserung des Gesamt-SNRs um 2.5 dB.

Aus dem SNR erhält man die Rauschtemperatur T_e nach [24] und unter Verwendung von Formel (7-1) und (7-2) für ein voll ausgesteuertes Signal P_{in} , eine Eingangsbandbreite B und die Boltzmannkonstante k_B .

$$T_e = T_0 \cdot (F - 1) = T_0 \cdot \left(\frac{P_{in}}{SNR \cdot k_B T_0 \cdot B} - 1 \right) \quad (7-18)$$

Neben dem Rauschen weist der ADC – im Vergleich zu langsameren ADC-Topologien wie Sigma-Delta-Wandler – relativ große Nichtlinearitäten wie beispielsweise DNL und INL auf. Aus diesem Grund wurden mehrere Verfahren vorgestellt, welche diese Fehler reduzieren können. Besonders erfolgversprechend ist die INL Kompensation. Sie verbessert nicht das SNR sondern die Linearität des ADCs. Das Verfahren wird in der Literatur nicht erwähnt – und sehr wahrscheinlich auch kaum eingesetzt – da eine Reduzierung des SNR für digitale Anwendungen oft wichtiger ist, um eine geringe Bitfehlerrate (BER) zu erreichen. Beim Transponder, als sehr breitbandiges System, könnte das Verfahren einen positiven Einfluss auf die Genauigkeit haben. Quantitative Angaben zur Verbesserung der Stabilität sind nicht möglich da dazu weitergehende Messungen erforderlich sind.

Kenngrösse	ADC
SNR_{quant}	62.0 dB
SNR_{jitter}	62.5 dB
SNR_{EIRN}	54.6 dB
$SNR_{ADC,tot}$	53.3 dB
Rauschtemperatur	199'930 K

Tabelle 7-5: Wichtige Kenndaten des ADCs

7.7 Digital-Analog-Wandler (DAC)

Ein Digital-Analog-Wandler (DACs) ist ein Bauteil, das entsprechend der digitalen Kodierung analoge Ausgangsspannungen erzeugt. Er dient somit wie der ADC als Konverter zwischen dem digitalen und analogen Subsystem und lässt sich deshalb auf Systemebene durch dasselbe Blockschaltbild wie der ADC mit umgekehrter Signalfflussrichtung darstellen.

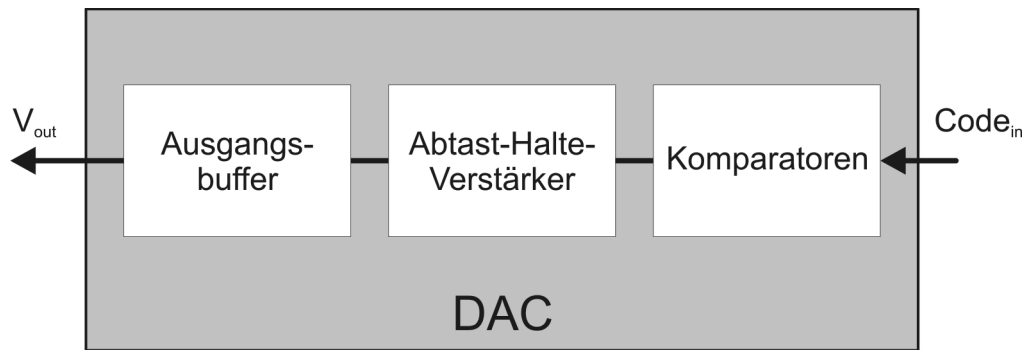


Abbildung 7-19: Blockschaltbild eines DACs.

Da ein DAC grundsätzlich aus denselben Komponentengruppen wie ein ADC besteht, weist er auch dieselben Fehlerquellen auf. Dazu gehören – wie im Abschnitt über den ADC ausführlich behandelt – DNL, INL, Quantisierungsrauschen sowie Fehler im Abtast-Halte-Verstärker (SHA) aufgrund von Phasenrauschen.

Um die einzelnen Fehlerterme bestimmen zu können, sind wie beim ADC Messungen nötig. Da das Rauschverhalten des DACs für den Transponder unkritisch ist wurde darauf verzichtet.

Abbildung 7-20 zeigt die Ausgangsspektren für zwei ausgewählte Eingangscodefolgen aus dem Datenblatt bei einer Taktrate von 2.6 GHz. Die Codefolgen entsprechen derjenigen eines monofrequenten Signals mit 325 MHz bzw. 447 MHz.

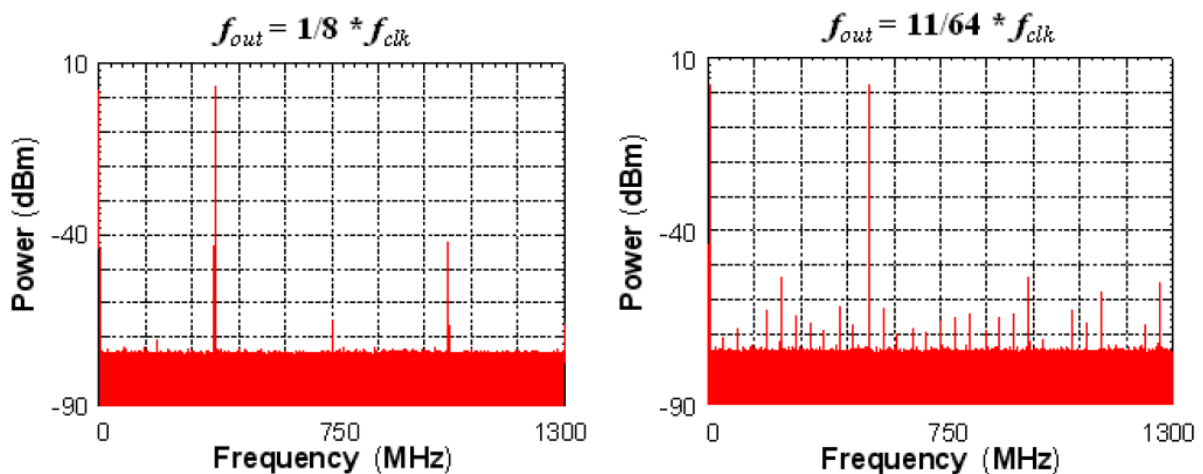


Abbildung 7-20: Ausgangsspektren des DACs bei einer Taktrate von 2.6 GHz und digitalen, monofrequenten Eingangssignalen mit 325 MHz bzw. 447 MHz.

Neben dem Nutzsignal enthält das Ausgangsspektrum zusätzlich einen Rauschteppich und verschiedene harmonische Spektrallinien. Die harmonischen Spektrallinien werden durch Verzerrungen wie INL verursacht und sind somit vom Abtastpunkt und der Frequenz abhängig [24]. Sie werden durch die Kenngrösse *störungsfreier dynamischer Bereich (SFDR)* sowie *Signal to Noise and Distortion (SINAD)* beschrieben und haben keinen Einfluss auf das SNR. Das SNR umfasst

nur den signalunabhängigen Rauschteppich und liegt bei 74 dB. Das entspricht gemäss (7-18) bei voll ausgesteuertem DAC einer Rauschtemperatur von 3960 K.

Kenngrosse	DAC
SNR	74.0 dB
Rauschtemperatur	3'960 K

Tabelle 7-6: Wichtige Kenndaten des DACs

8 Rauschen des Gesamtsystems

In den vorhergehenden Abschnitten wurde das Rauschverhalten der einzelnen Bauteile hergeleitet und in Form der Rauschtemperatur ausgedrückt. Sie bezeichnet die physikalische Temperatur des Widerstands, dessen thermisches Rauschen man am Eingang des rauschfreien, äquivalenten Bauteils einfügen müsste um am Ausgang dieselbe Rauschleistung zu sehen.

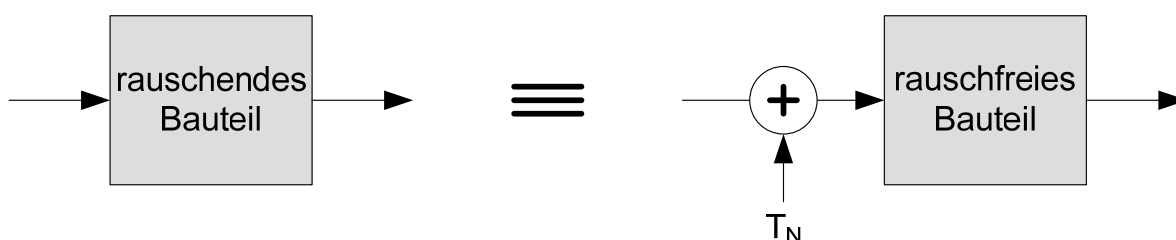


Abbildung 8-1: Gemäss der Definition der Rauschtemperatur kann ein rauschendes Bauteil durch sein rauschfreies Pendant und eine additive Rauschquelle mit der Rauschtemperatur T_N am Eingang ersetzt werden.

Die Trennung von Rauschquelle und Bauteil hat den Vorteil, dass die einzelnen Rauschquellen in einer Kaskade einfach verschoben oder zusammengefasst werden können. Üblicherweise werden alle Rauschquellen in Systemen auf den Eingang bezogen und addiert. Dadurch kann das System als ein einzelner Block mit der Verstärkung G_{cas} (Formel (7-8)) und der Rauschtemperatur T_{cas} (Formel (8-1)) beschrieben werden.

$$T_{cas}(T_1, \dots, T_n) = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (8-1)$$

Dabei entsprechen T_1 bis T_n und G_1 bis G_{n-1} den Rauschtemperaturen bzw. den Verstärkungsfaktoren der einzelnen Bauteile entsprechend ihrer Reihenfolge im Signalfluss und T_{cas} der resultierenden eingangsbezogenen Rauschtemperatur der Kaskade. Aus der Kaskadenformel (8-1) ist direkt ersichtlich, dass die Position der Bauteile einen Einfluss auf die Rauschtemperatur des Systems hat. So haben Bauteile, die auf einen Verstärker folgen einen kleineren Einfluss da ihre Rauschtemperatur durch die Referenzierung auf den Eingang durch den Verstärkungsfaktor geteilt wird³⁰.

Abbildung 7-5 zeigt das bekannte Blockschaltbild des Transponders. Zur besseren Angabe der Bezugspunkte sind die Schnittstellen der Bauteile durchnummeriert.

³⁰⁾ Alternativ kann der kleine Einfluss auch dadurch erklärt werden, dass das Nutzsignal durch den vorangehenden Verstärker verstärkt wird wodurch das Signal-Rauschverhältnis vergrössert wird.

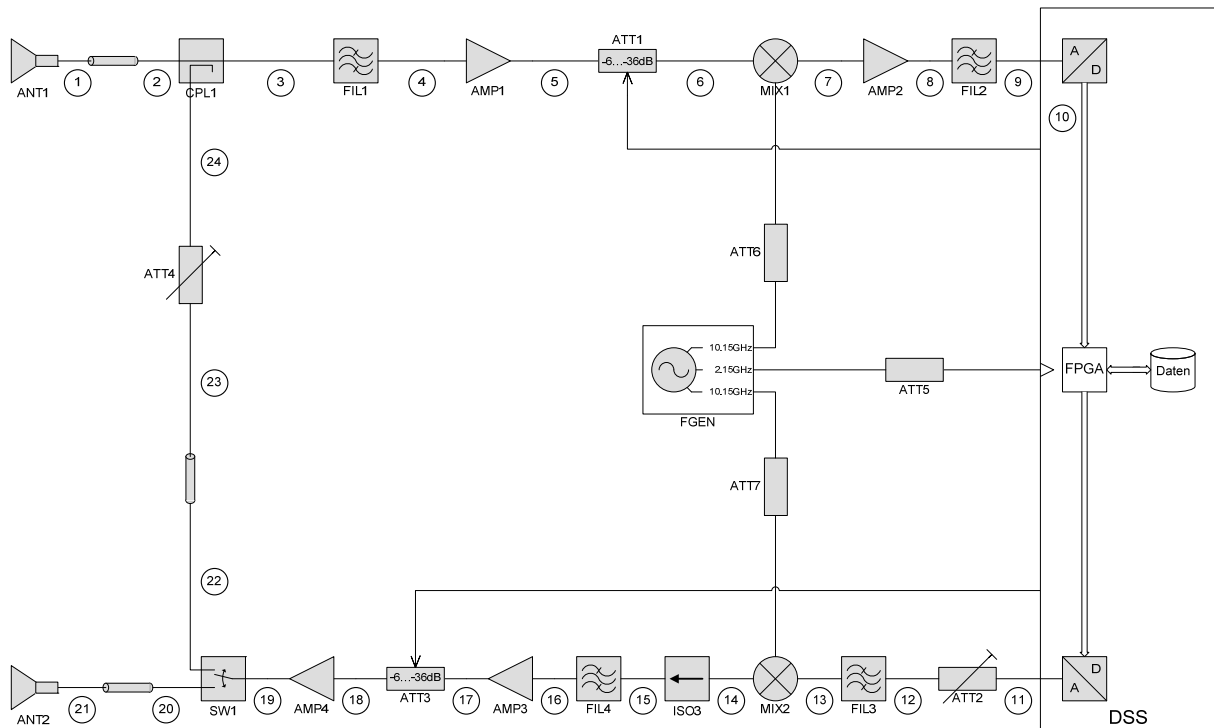


Abbildung 8-2: Komplettes Blockschaftbild des Transponders mit nummerierten Verbindungsstellen.

8.1.1 Rauschen im Betriebsmodus

Im Betriebsmodus verläuft das Signal entlang der Nummerierung von der Empfangs- bis zur Sendeantenne. Wie für Empfänger üblich, wird der Ausgang der Antenne (Position 1) als Bezugspunkt für die Rauschtemperatur des Systems gewählt da die Antenne als Quelle gezählt wird und somit nicht zum eigentlichen System gehört [20]. Durch Einsetzen der Rauschtemperaturen (Tabelle 7-1 bis Tabelle 7-5) in die Kaskadenformel ergibt sich je nach eingestelltem Dämpfungswert für ATT1 eine auf Position 1 bezogene äquivalente Rauschtemperatur von 845 K bis 1178 K.

Abbildung 8-3 zeigt die Rauschtemperatur unter Berücksichtigung der Bauteile bis zur Position i . Daraus ist ersichtlich, dass die Rauschtemperatur hauptsächlich durch die ersten sieben Bauteile bestimmt wird. Die oft zitierte Regel, dass die Bauteile ab dem LNA aufgrund der grossen Verstärkung vernachlässigt werden können trifft bei dem Transponder nicht zu da ein Grossteil der Verstärkung durch das nachfolgende Dämpfungsglied wieder aufgehoben wird. Stattdessen hat der Mischer einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf das Rauschverhalten des Gesamtsystems. Dies lässt sich durch Einsetzen eines zweiten – zu FIL1 identischen – Filters bei Position 6 (direkt vor dem Mischer) stark verbessern, da dadurch die effektive Rauschtemperatur des Mixers – wie in Abschnitt 7.5.1 erklärt – stark reduziert wird. Die entsprechende Kurven für minimalen und maximalen Dämpfungswert sind in Abbildung 8-3 gestrichelt einge-

zeichnet. Eine weitere Verbesserung kann durch Ersetzen des Kopplers durch einen Schalter erreicht werden, sollte sich das SNR als kritisch herausstellen.

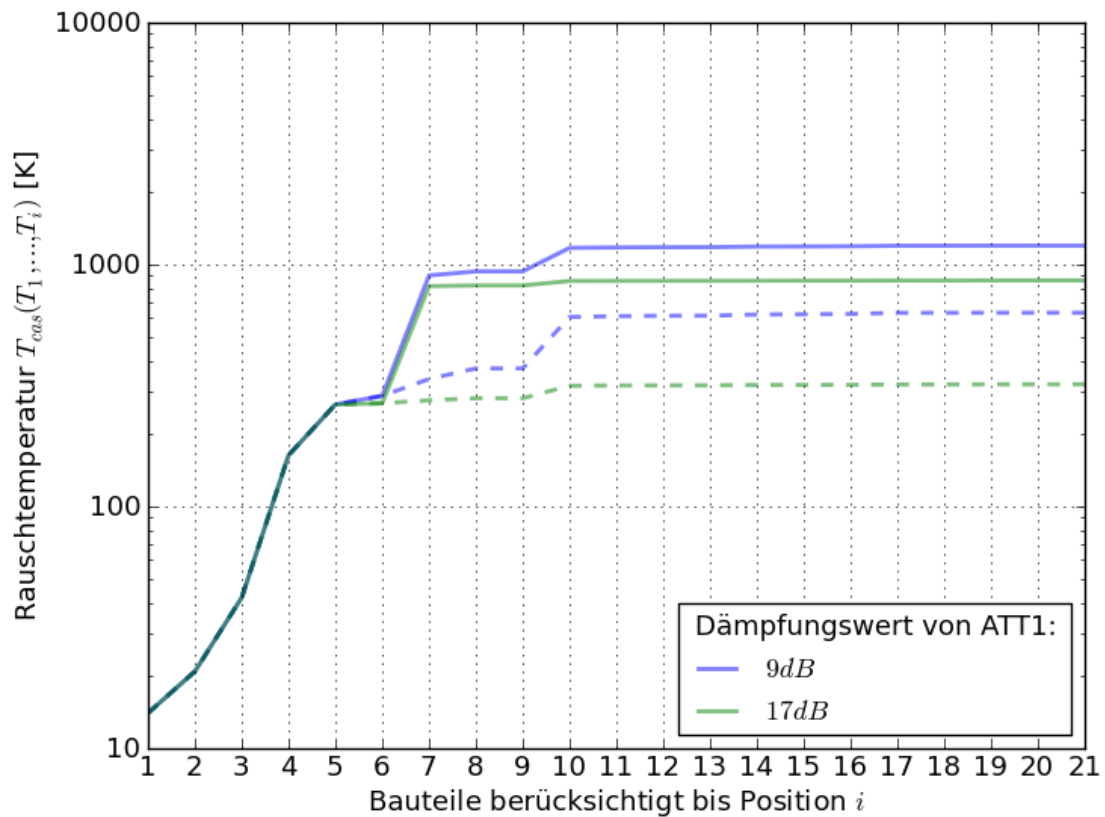


Abbildung 8-3: Die durchgezogene Kurve zeigt die eingangsbezogene Rauschtemperatur des Transponder im Betriebsmodus bei Berücksichtigung der Bauteile bis zur Position i für die genutzten Einstellungen von ATT1. Die gestrichelte Linie zeigt die Rauschtemperatur für den Fall, dass direkt vor dem Mischer zusätzlich ein Filter eingefügt wird.

Die Rauschtemperatur des Gesamtsystems inklusiv Antenne T_N ergibt sich aus der Summe der Antennentemperatur T_{ant} und der eingangsbezogenen Rauschtemperatur T_{cas} .

$$T_N = T_{ant} + T_{cas} \quad (8-2)$$

Sie beträgt im Betriebsmodus für das aktuelle Transponderdesign je nach eingestelltem Dämpfungswert für ATT1 zwischen 859 K und 1192 K. Der Referenzpfad hat keinen Einfluss, da er nur aus passiven Bauteilen besteht, welche – gemäss Abschnitt 7.1 – dieselbe physikalische Temperatur wie der Hauptpfad haben und sich somit im thermodynamischen Gleichgewicht befinden.

Um das SNR des Transponders zu bestimmen muss mittels Formel (8-3) aus der Rauschtemperatur T_N die Rauschleistung P_N bestimmt werden und mit der Leistung des Nutzsignals am Punkt 1 in Relation gesetzt werden.

$$P_N = T_N \cdot k_B \cdot B_N \quad (8-3)$$

Dazu wird die Rauschbandbreite B_N benötigt. Sie entspricht für Systeme mit steilflankigen Filtern in guter Näherung der 3 dB-Systembandbreite. Im Betriebsmodus wird sie durch die Filter FIL3 und FIL4 auf knapp 1 GHz begrenzt. Daraus ergeben sich die in Tabelle 8-1 aufgeführten Rauschkennzahlen.

	Minimal	Maximal
Eingangsbezogene Rauschtemperatur	859 K	1192 K
Rauschleistung bei Position 1	-79.3 dBm	-77.8 dBm
Signalpegel bei Position 1	-38.5 dBm	-30.3 dBm
Signal-Rausch-Verhältnis	40.8 dB	47.5 dB

Tabelle 8-1: Zusammenfassung der Kennzahlen zum Rauschverhalten des Transponders im Betriebsmodus.

Gemäss den Systemanforderungen darf der 1σ -Messfehler des (vom Transponder) aufgetragenen Satellitensignals bei maximalem Signalpegel höchstens 0.05 dB betragen [3]. Mit Hilfe von Formel (8-4) lässt sich aus dem SNR die Messunsicherheit σ bestimmen [31].

$$\sigma = \left| 20 \cdot \log_{10} \left(1 \pm 10^{\frac{-SNR}{20}} \right) \right| \quad (8-4)$$

Abhängig vom eingestellten Dämpfungswert von ATT1 beträgt sie für den unveränderten Aufbau aus Abbildung 8-2 zwischen 0.037 dB und 0.080 dB. Die Anforderungen werden somit für das ursprüngliche Design nicht für sämtliche Einstellungen von ATT1 erfüllt. Mit den vorgeschlagenen Modifikationen zur Rauschreduktion (Einfügen eines zusätzlichen Filters vor dem Mischer und Ersetzen des Kopplers durch einen Schalter) ergibt sich eine rauschbedingte Messunsicherheit von 0.026 dB bis 0.047 dB. Diese kann durch einen DC-Blocker vor dem ADC mit einem Stoppband von 0 Hz bis 200 MHz noch geringfügig auf 0.023 dB bis 0.043 dB verbessert werden. Mit diesen Modifikationen erfüllt der Transponder die Anforderungen über den gesamten Einsatzbereich.

	Ohne Modifikation	Zusätzliches Filter / Koppler durch Schalter ersetzt	Zusätzliches Filter / Koppler durch Schalter ersetzt / DC-Koppler eingefügt
Minimales SNR ($L_{ATT1}=9$ dB)	-40.8 dB	45.3 dB	46.2 dB
Maximales SNR ($L_{ATT1}=17$ dB)	-47.5 dB	50.4 dB	51.4 dB
Minimales σ ($L_{ATT1}=9$ dB)	0.037 dB	0.026 dB	0.023 dB
Maximales σ ($L_{ATT1}=17$ dB)	0.080 dB	0.047 dB	0.043 dB

Tabelle 8-2: Zusammenfassung des SNRs und der Messunsicherheit für die drei verschiedenen Fälle. Die fettgeruckte Zahl zeigt eine Überschreitung der in [3] gestellten Anforderungen.

8.1.2 Rauschen im Kalibriermodus

Im Kalibriermodus dient im Gegensatz zum Betriebsmodus nicht die Antenne als Quelle sondern der DAC. Das generierte Signal durchläuft dann ausgehend von Position 10 in Abbildung 8-2 den Sende-, Referenz- und Empfangszweig. Zur Berechnung der System-Rauschtemperatur werden deshalb die Rauschtemperaturen aller Bauteile entsprechend ihrer Reihenfolge im Signalfluss auf die Position 11 bezogen und zusammengezählt³¹.

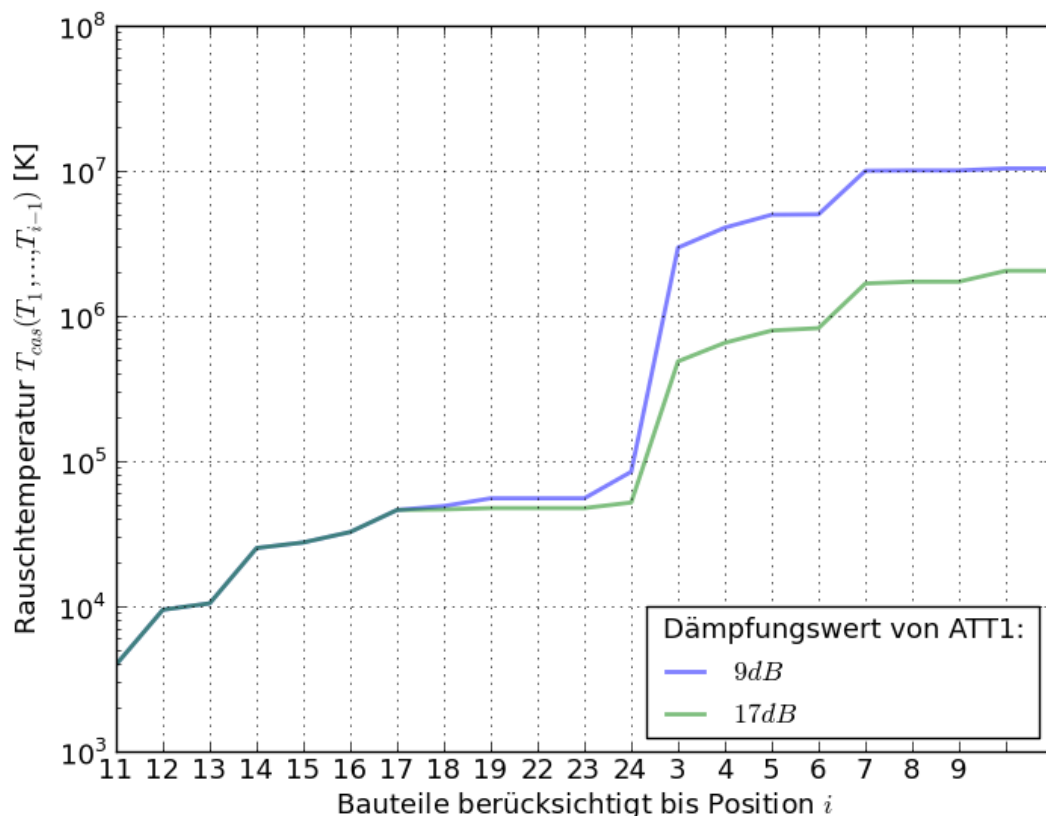


Abbildung 8-4: Die durchgezogene Kurve zeigt die eingangsbezogene Rauschtemperatur des Transponder im Kalibriermodus bei Berücksichtigung der Bauteile bis zur Position i für die genutzten Einstellungen von ATT1.

Um aus der Rauschtemperatur mittels Formel (8-3) die Rauschleistung zu bestimmen, wird die Rauschbandbreite des Systems benötigt. Sie entspricht annähernd der Bandbreite des schmalsten und somit in der Regel letzten Filters im System. Im Gegensatz zum Betriebsmodus, wo die Bandbreite aufgrund des breitbandigen Nutzsignals minimal 800 MHz betragen muss, kann sie im Kalibriermodus je nach verwendetem Kalibrierverfahren durch digitale Filterung beinahe beliebig reduziert werden. So lässt sich bei heutigen NWA – auf deren Prinzip das Stepped-Frequency Verfahren beruht – eine Videobandbreite³² von bis zu 1 Hz einstellen. Dies

³¹⁾ Die Antennenrauschtemperatur wurde für die Berechnung nicht berücksichtigt, da sie im Kalibriermodus 290 K beträgt und sich somit im thermodynamischen Gleichgewicht mit der Schaltung befindet. Aus diesem Grund beträgt die, von der Antenne an das System abgegebene Netto-Rauschleistung null.

³²⁾ Die Videobandbreite wird auch IF-Bandbreite (IFBW) genannt. Sie bezeichnet die Bandbreite des letzten Filters im System und ist in heutigen Messgeräten wie Spektrum- oder Netzwerkanalysatoren ausschliesslich digital realisiert.

bewirkt eine Rauschreduktion von fast 90 dB, benötigt aber dementsprechend auch eine um denselben Faktor grössere Integrationszeit.

Tabelle 8-3 zeigt die auf Position 11 bezogene Rauschtemperatur und die daraus resultierende Rauschleistung für verschiedene Videobandbreiten. Für den Fall, dass keine digitale Filterung erfolgt, beträgt sie wie im Betriebsmodus 1 GHz. Wird der Punktziel-Simulator als Kalibrierverfahren verwendet, kann die Systembandbreite digital auf 800 MHz reduziert werden. Im Falle der anderen Verfahren ist theoretisch sogar eine Systembandbreite von 1 Hz möglich, was aber bedeutend zeitintensiver ist.

	Minimal	Maximal
Eingangsbezogene Rauschtemperatur	$\approx 2 \cdot 10^6$ K	$\approx 10^7$ K
Rauschleistung bei Position 11 (IFBW=1 GHz)	-38.4 dBm	-45.5 dBm
Rauschleistung bei Position 11 (IFBW=800 MHz)	-39.4 dBm	-46.5 dBm
Rauschleistung bei Position 11 (IFBW=1 Hz)	-128.4 dBm	-135.5 dBm

Tabelle 8-3: Zusammenfassung der Kennzahlen zum Rauschverhalten des Transponders im Kalibriermodus für verschiedene IF-Bandbreiten.

Gemäss den Systemanforderungen, muss der Transponder das Satellitensignal über einen Dynamikbereich von 40 dB aufzeichnen können [3]. Aus diesem Grund sollte der Transponder auch über den gesamten Dynamikbereich kalibriert werden können.

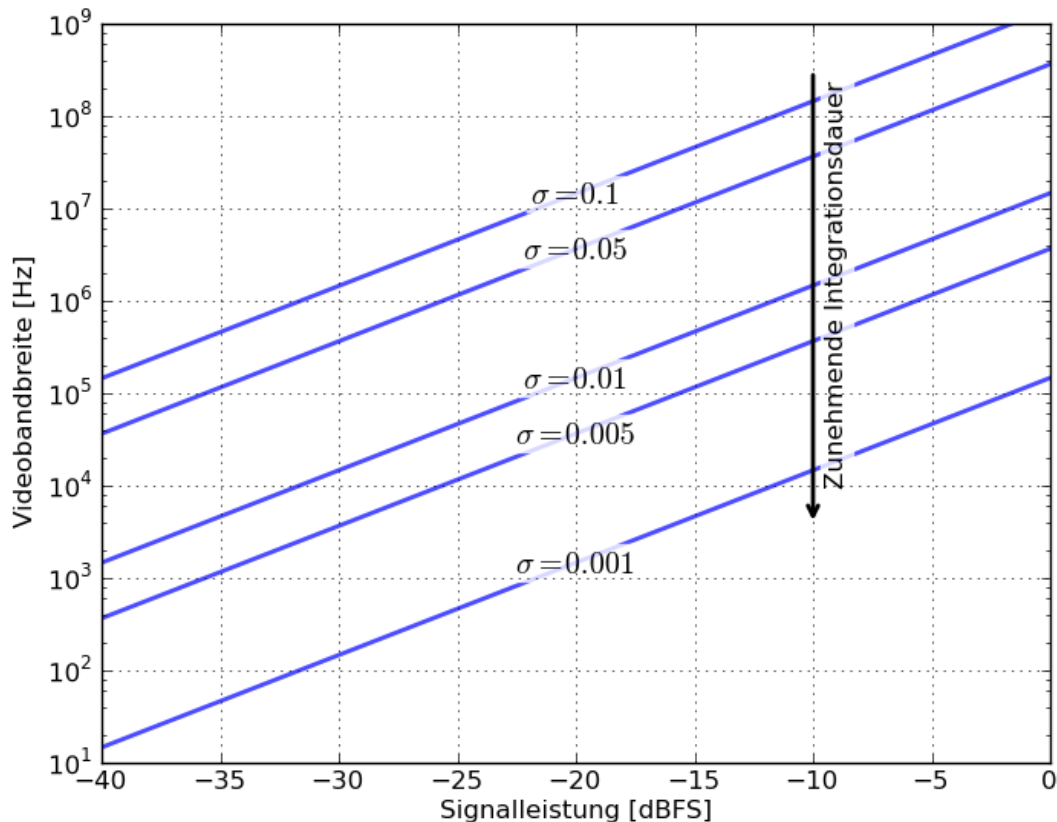


Abbildung 8-5: Diese Abbildung legt die benötigte Videobandbreite fest, um den Transponder mit einem Kalibriersignal mit gegebener Leistung auf die geforderte Toleranz genau kalibrieren zu können. Mit einem Kalibriersignal bei voller Aussteuerung (0 dBFS) reicht somit eine Videobandbreite von 4 MHz um den Transponder auf 0.005 dB (1- σ) genau zu kalibrieren. Für kleinere Signalleistungen ist aufgrund des geringeren SNRs eine kleinere Videobandbreite (oder alternativ eine längere Integrationszeit) erforderlich. Anhand dieser Grafik kann die erforderliche Videobandbreite für eine beliebig genaue Kalibrierung über den gesamten Leistungsbereich (von 0 dBFS bis -40 dBFS) bestimmt werden.

Abbildung 8-5 zeigt die minimal benötigte Videobandbreite zur Erreichung einer gewünschten Messgenauigkeit bei gegebener Signalstärke über den gesamten Dynamikbereich. Sie lässt sich aus der Beziehung zwischen SNR, Signalstärke und Rauschleistung sowie den Formeln (8-3) und (8-4) bestimmen indem sie ineinander eingesetzt und nach der Rauschbandbreite aufgelöst werden. Durch das gute Rauschverhalten des Transponders im Kalibriermodus ist mit einer Videobandbreite von 1 Hz (ohne zusätzliche Mittelung mehrerer Kalibrierpulse) sogar eine Kalibrierung des Transponders über den relevanten Leistungsbereich (-40 dBFS bis 0 dBFS) auf besser als 0.001 dB (1- σ) möglich. Somit kann mit der in dieser Arbeit entworfenen Kalibrier-Strategie (Stepped-Frequency-Verfahren) innerhalb einer Minute der gesamte relevante Leistungsbereich des Transponders mit einer Schrittweite von 1 dB auf 0.001 dB genau kalibriert werden, was um ein Faktor 5 besser ist als die geforderte Genauigkeit und bloss durch die Rechenleistung des digitalen Subsystems begrenzt wird.

9 Zusammenfassung und Rückschlüsse

Die Aufgabe dieser Arbeit bestand in der Entwicklung des HF-Designs für einen neuen, sehr genauen Transponder zur radiometrischen Kalibrierung satellitengestützter SAR-Systeme. Um die Bauteile dimensionieren zu können, wurde zuerst ein Pegelplan aus der Satellitenspezifikation einer möglichen zukünftigen Satellitenmission und den Transponderanforderungen abgeleitet.

In einer nächsten Phase musste die Empfänger- und Sendetopologie bestimmt werden. Die Aufgabe dieser beiden Pfade besteht darin, das Radarsignal aus dem X-Band in eine tiefere Frequenz umzusetzen, sodass es vom digitalen Subsystem prozessiert werden kann. Nach gewünschter digitaler Verarbeitung wird es im Sendezweig wieder ins X-Band hochgemischt und schlussendlich über die Sendeantenne abgestrahlt. Zusammen mit dem digitalen Subsystem bilden sie den Hauptzweig, der für die eigentliche Funktion des Transponders verantwortlich ist. Als Empfänger- respektive Sendetopologie kommen mehrere Umsetzungsmöglichkeiten in Frage. Nach einem Vergleich der Vor- und Nachteile fiel die Entscheidung auf eine Einfach-Superheterodyn-Topologie. Sie besitzt nur je einen Mischer für Empfangs- und Sendepfad und ist somit weniger komplex als beispielsweise eine Quadratur- und auch Zweifach-Superheterodyn-Topologie. Da jedes zusätzliche Bauteil immer auch eine Quelle für Fehler darstellt und der Transponder sehr genau werden soll wurde die einfachere Topologie als vorteilhaft erachtet.

Nachdem der Aufbau des Hauptzweigs feststand mussten die Einflüsse von den verschiedenen Störquellen mit Hilfe in einer Fehleranalyse qualitativ bewertet werden. Dazu wurden sie in langfristige (Einfluss über mehrere Überflüge bis zu mehreren Jahren) und kurzfristige Störgrößen (innerhalb eines Pulses) unterteilt. Als kritische langfristige Störeinflüsse wurde die Temperaturdrift von aktiven Bauteilen identifiziert und durch Simulationen bekannter HF-Verstärkertopologien verifiziert. Alterungseffekte von aktiven Bauteilen wurden als eine weitere kritische langfristige Störgrösse vermutet. Zur Abschätzung ihres Einflusses auf die Stabilität des Transponders wurden die Streuparameter sämtlicher TerraSAR-X-Transponder neu vermessen und mit den Messergebnissen derselben Transponder von vor 3 Jahren verglichen. Dabei wurde ein Rückgang der Verstärkung von durchschnittlich 0.5 dB festgestellt. Zudem hat sich durch die Messungen gezeigt, dass die Alterungseffekte teilweise frequenzabhängig sind. Da die neuen Transponder einen komplexeren – und somit sehr wahrscheinlich auch fehleranfälligeren – Aufbau haben, im Gegensatz zu den gemessenen TerraSAR-X-Transpondern bei jeder Witterung draussen bleiben und zudem strengere Anforderungen an die Stabilität von 0.1 dB haben, musste der Einfluss der Alterung und der Temperaturdrift kompensiert werden. Die offensicht-

lichste Möglichkeit, diese Einflüsse zu minimieren besteht darin, ausschliesslich sehr stabile Bauteile im Hauptpfad zu verwenden. Da der Hauptpfad aktive Bauteile wie Verstärker benötigt und diese aufgrund der Eigenschaften des Halbleitermaterials generell empfindlich auf Alterung und Temperaturänderungen reagieren, ist dies nicht möglich. Aus diesem Grund kann eine ausreichende Stabilität nur durch häufigen Abgleich mit einem sehr stabilen Referenzkörper erreicht werden. Wird als Referenz eine Platte oder sonstige mechanische Vorrichtung mit genau bekannten Rückstreueigenschaften verwendet, spricht man von externer Kalibrierung (ECAL). Dies ist jedoch sehr aufwendig. Eine dritte Möglichkeit besteht in der Verwendung eines internen Referenzpfads. Dadurch kann der Hauptpfad des Transponders jederzeit – ausser während der Zeit des Überflugs – mit diesem Referenzpfad verglichen und entsprechend angepasst werden. Analog zur externen Kalibrierung (ECAL) wird dieses Verfahren aufgrund der internen Referenz ICAL genannt. Die ICAL kann im Gegensatz zur ECAL nur eine Abweichung der elektronischen Schaltung detektieren. Für die absolute Kalibrierung und die Validierung der Stabilität ist eine ECAL unerlässlich. Der Vorteil der ICAL besteht darin, dass das Intervall zwischen zwei ECALs stark vergrössert werden kann ohne die Genauigkeit des Transponders zu beeinträchtigen. Zusätzlich zur ICAL wurde eine Temperaturregelung empfohlen um die verbleibende Temperaturabhängigkeit der ICAL zu minimieren. Somit wird die Temperatur möglichst konstant auf einen Sollwert geregelt und gleichzeitig durch die ICAL die Transponderverstärkung kontrolliert. Dieses Prinzip ist nicht neu und wird bereits erfolgreich in anderen Transpondern verwendet. Die ICAL in diesen Transpondern besteht dabei aus einem Signalgenerator, einem Referenzpfad und einem Detektor. Indem ein monofrequentes Signal durch den Referenzpfad und den Hauptzweig geleitet und danach verglichen wird, kann eine allfällige Veränderung der Transponderverstärkung (bei dieser Frequenz) gegenüber dem Referenzpfad detektiert und folglich korrigiert werden. Ausgehend von diesem bewährten ICAL-Konzept wurde in dieser Arbeit ein neues ICAL-Konzept entwickelt. Der Vorteil des neuen ICAL Konzepts besteht darin, dass der Signalgenerator und der Detektor ins digitale Subsystem verlagert wurden. Dadurch konnten die Anzahl kritischer Bauteile und somit die Restunsicherheit im Referenzzweig je nach Implementierung um über 50% reduziert werden. So weist das neue Konzept beispielsweise nur noch einen präzisen Schalter und einen Koppler statt vier Koppler auf. Das wird dadurch erreicht, dass sich der Detektor (in diesem Fall der ADC) innerhalb des Hauptzweiges befindet. So müssen nicht zwei verschiedene Pfade miteinander verglichen werden um den Einfluss des Detektors zu eliminieren. Dieser Umstand ist entscheidend für die Präzision des Transponders da seine Stabilität bei perfekter Kalibrierung nur durch die Stabilität des ICAL-Zweigs limitiert ist – oder allgemeiner ausgedrückt – da ein System maximal so stabil sein kann wie das Kalibriernormal. Indem die Bauteile im Referenzpfad reduziert werden, nimmt im Allgemeinen auch die unerwünschte Temperaturabhängigkeit und Alterung des Referenzpfads ab und ermöglicht somit einen stabile-

ren Transponder. Ein weiterer Vorteil des neuen ICAL-Konzepts ist die grössere Auswahl möglicher Kalibriersignale. Da die bekannte ICAL-Strategie bloss einen Leistungsdetektor verwendet, kann nur die Verstärkung gemessen werden. Durch die Verwendung des DAC und des ADC der Digitaleinheit als Signalgenerator beziehungsweise Detektor können beliebige Signalformen wie beispielsweise ein Frequenzdurchlauf (NWA-Verfahren) mit unterschiedlicher Leistung generiert und detektiert werden. Dadurch lässt sich die komplexe, leistungsabhängige Übertragungsfunktion des Transponders bestimmen und somit auch Änderungen des Phasenfrequenzgangs oder Nichtlinearitäten detektieren, welche unter Umständen einen grossen Einfluss auf den RCS des Transponders haben können. Daneben werden noch weitere ICAL-Verfahren wie die Kalibrierung mittels Pulskompression vorgestellt. Dieses ICAL-Konzept wird natürlich erst durch die Verwendung eines digitalen Subsystems ermöglicht und wurde in dieser Form bisher noch für keinen Transponder veröffentlicht.

Der letzte Teil der Arbeit bestand in der Quantifizierung der verschiedenen Fehleranteile. Als Bewertungskriterium der kurzzeitigen Stabilität wurde das SNR des Transponders für den Betriebs- und Kalibriermodus berechnet. Aufgrund der Annahme, dass der ADC das kritische Bauteil betreffend Rauschverhalten und Verzerrung des Transponders darstellt, wurde er besonders genau analysiert. Dabei hat sich herausgestellt, dass das Rauschen des ADCs anders als erwartet nur einen kleinen Einfluss auf die Güte des Systems hat. Bei den Signalverzerrungen aufgrund von Nichtlinearitäten scheint sich diese Annahme eher zu bestätigen, allerdings kann noch keine abschliessende Antwort gegeben werden da dazu noch weitere Messungen wie beispielsweise der integralen Nichtlinearität erforderlich sind. Für den Fall, dass die Signalverzerrungen ein Problem darstellen wurden verschiedene Strategien aufgezeigt mit deren Hilfe allfällige Signalverzerrungen minimiert werden können. Dazu gehören neben bekannten Strategien wie Dithering oder Überabtastung mit anschliessender digitaler Filterung auch eine neue Technik, welche ich in dieser Arbeit unter dem Namen INL-Kompensation vorgestellt habe und gemäss Simulationen abhängig von der Art der Nichtlinearität erhebliche Verbesserungen verspricht.

Zum Schluss wurden anhand der Temperaturcharakterisierung und der Rauschanalyse zwei kleine Änderungen der Transponderschaltung vorgeschlagen, mit welchen das System die Anforderungen bezüglich Stabilität uneingeschränkt erfüllt. Zudem wurde der Einfluss des Rauschens im Kalibriermodus berechnet und die Genauigkeit der ICAL verifiziert.

Zusammenfassend kann somit gesagt werden, dass sich die gewählte Transpondertopologie und die entwickelte Kalibrierstrategie als geeignet herausgestellt haben sämtliche Anforderungen betreffend Stabilität zu erfüllen.

A Anhang

A.1 Link Budget

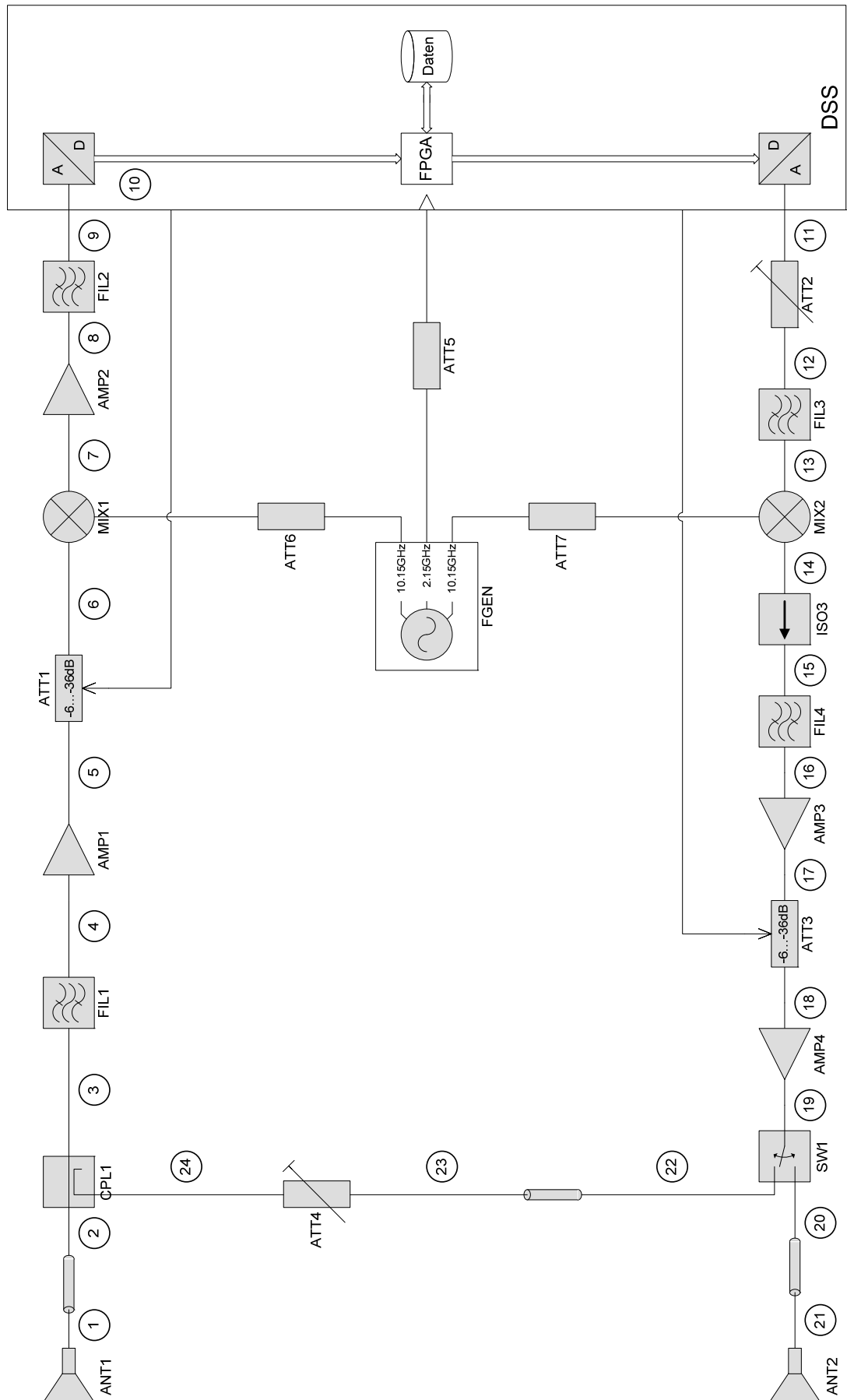
Received Power					
Transponder alignment		0°		45°	
Slant Range		Near	Far	Near	Far
Satellite TX Power:	P_{TX}		68,6 dBm		
Satellite losses:	L_{TX}		-0,7 dBm		
Satellite antenna gain:	G_{TX}		46,4 dB		
Satellite TX EIRP:	$P_{TX,EIRP}$		114,33 dB		
Free space loss:	L_{FS}	-166,6 dB	-171,5 dB	-166,6 dB	-171,5 dB
Rain attenuation:	L_{rain}		0,0 dB		
Atmospheric attenuation:	L_{atm}	0,0 dB	-0,3	0,0 dB	-0,3
Transponder RX EIRP:	$P_{RX,EIRP}$	-52,29 dB	-57,47 dB	-52,29 dB	-57,47 dB
Polarisation mismatch:	L_{pol}	0,0 dB		-3,0 dB	
Transponder antenna gain:	G_{RX}		22,0 dBi		
Transponder RX Power:	P_{RX}	-30,29 dBm	-35,47 dBm	-33,29 dBm	-38,47 dBm

Transponder Gain			
Radar cross section:	RCS_{max}		60 dBsm
Equivalent Gain $G_{tot}(60dBm^2)$:	G_{tot}		101,15 dB
Electrical Gain:	G_e	57,15 dB	63,15 dB

RX Gain				
Maximum Transponder RX Power:	P_{RX}	-30,29 dBm	-35,47 dBm	-33,29 dBm -38,47 dBm
Maximum ADC input amplitude:	V_{ADC}			0,25
Maximum ADC input power:	P_{ADC}			-2,04 dBm
Receiver Gain:	$G_{e,RX}$	28,25 dB	33,43 dB	31,25 dB 36,43 dB

TX Gain				
Maximum DAC output amplitude:	V_{ADC}			0,40
Maximum DAC output power:	P_{ADC}			2,04 dBm
Maximum Transponder TX Power:	P_{TX}	26,86 dBm	21,67 dBm	29,86 dBm 24,67 dBm
Transmit Gain:	$G_{e,TX}$	24,81 dB	19,63 dB	27,81 dB 22,63 dB

A.II Schaltplan



A.III Pegelplan für den Betriebsmodus

Bauteil / Position in der Kaskade	Verstärkung des Bauteils [dB]		Rauschzahl des Bauteils [dB]		Rausch- temperatur des Bauteils [K]		Signalpegel [dBm]		Rausch- temperatur der Kaskade [K]	
	Nah	Fern	Nah	Fern	Nah	Fern	Nah	Fern	Nah	Fern
Position 1							-31.3	-39.5	14.0	14.0
20 cm Kabel	-0.1		0.10		6.8					
Position 2							-31.4	-39.6	20.8	20.8
CPL1	-0.3		0.31		20.7					
Position 3							-31.7	-39.9	42.0	42.0
FIL2	-1.4		1.44		110					
Position 4							-33.1	-41.3	162	162
AMP1	30.0		0.90		66.8					
Position 5							-3.1	-11.3	264	264
ATT1	-17.2	-9.0	17.34	9.13	14929	2013				
Position 6							-20.3		286	267
MIX1	-4.5		5.00		627					
Position 7							-24.8		336	274
AMP2	23.5		1.90		159					
Position 8							-1.3		372	280
FIL2	-0.7		0.72		50.7					
Position 9							-2.0		372	280
ADC	0.0		30.41		199930					
Position 10							-2.0		607	315
DSS	4.0		0.00		3960					
Position 11							+2.0		611	316
ATT2	-13.0		13.14		3960	5496				
Position 12							-11.0		614	316
FIL3	-0.7		0.72		50.7					
Position 13							-11.7		614	316
MIX2	-4.5		5.00		627					
Position 14							-16.2		621	317
ISO3	-0.5		0.52		35.4					
Position 15							-16.7		622	317
FIL4	-0.9		0.93		66.8					
Position 16							-17.6		625	318
AMP3	30.5		1.80		148					
Position 17							+12.9		631	319
ATT3	-12.8	-21.0	12.94	21.15	5235	36218				
Position 18							+0.1	-8.1	631	319
AMP4	31.0		5.00		627					
Position 19							+31.1	+22.9	632	319
SW1	-0.1		0.10		6.8					
Position 20							+31.0	+22.8	632	319
20 cm Kabel	-0.1		0.10		6.8					
Position 21							+30.9	+22.7	632	319

A.IV Pegelplan für den Kalibriermodus

Bauteil / Position in der Kaskade	Verstärkung des Bauteils [dB]		Rauschzahl des Bauteils [dB]		Rausch- temperatur des Bauteils [K]		Signalpegel [dBm]		Rausch- temperatur der Kaskade [K]	
	Nah	Fern	Nah	Fern	Nah	Fern	Nah	Fern	Nah	Fern
Position 11							+2.0		3960	3960
ATT2	-13.0		13.14		5496					
Position 12							-11.0		9456	9456
FIL3	-0.7		0.72		50.7					
Position 13							-11.7		10467	10467
MIX2	-4.5		5.00		627					
Position 14							-16.2		25166	25166
ISO3	-0.5		0.52		35.4					
Position 15							-16.7		27505	27505
FIL4	-0.9		0.93		66.8					
Position 16							-17.6		32457	32457
AMP3	30.5		1.80		148					
Position 17							+12.9		46036	46036
ATT3	-12.8	-21.0	12.94	21.15	5235	36218				
Position 18							+0.1	-8.1	46462	48980
AMP4	31.0		5.00		627					
Position 19							+31.1	+22.9	47433	55397
SW1	-0.1		0.10		6.8					
Position 22							+31.0	+22.8	47433	55398
20 cm Kabel	-0.1		0.10		6.8					
Position 23							+30.9	+22.7	47433	55398
ATT4	-42.6		42.8		3406912					
Position 24							-11.7	-19.9	51822	84395
CPL1	-20.0		20.1		28710					
Position 3							-31.7	-39.9	486366	3.0 Mio
FIL2	-1.4		1.44		110					
Position 4							-33.1	-41.3	653311	4.0 Mio
AMP1	30.0		0.90		66.8					
Position 5							-3.1	-11.3	792876	5.0 Mio
ATT1	-17.2	-9.0	17.34	9.13	14929	2013				
Position 6							-20.3		824068	5.0 Mio
MIX1	-4.5		5.00		7740	45506				
Position 7							-24.8		1.6 Mio	10 Mio
AMP2	23.5		1.90		159					
Position 8							-1.3		1.7 Mio	10 Mio
FIL2	-0.7		0.72		50.7					
Position 9							-2.0		1.7 Mio	10 Mio
ADC	0.0		30.41		199930					
Position 10							-2.0		2.0 Mio	10 Mio

A.V Einfluss der Nichtlinearitäten auf das Gesamtsystem

Bei den meisten Empfängern ist der ADC die limitierende Komponente in Bezug auf die Signalqualität. Zur Verdeutlichung wurden vom TerraSAR-X aufgezeichnete Rauschdaten verwendet. Das von der Antenne empfangene Rauschen durchläuft dabei den gesamten RX-Pfad des Satelliten und wird nach einer Aufteilung in I- und Q-Kanal von zwei 8-Bit ADCs digitalisiert. Vergleicht man die Verteilung der aufgezeichneten, digitalen Werte mit der (bekannten) Verteilung des Eingangsrauschens, sieht man den kumulierten Einfluss aller Verzerrungen im RX-Pfad.

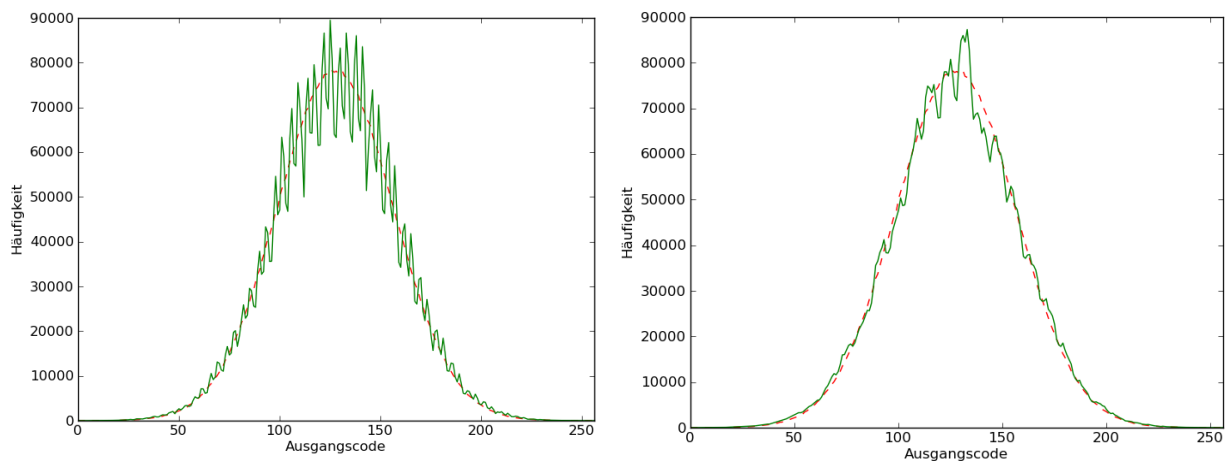


Abbildung 9-1: Histogramme des I-Kanals a) und Q-Kanäle in b). Die gestrichelte Kurve zeigt die erwartete Verteilung der Ausgangscodes. Die durchgezogene Kurve zeigt die tatsächliche Verteilung.

Bei genauerer Betrachtung der Verzerrungen fällt auf, dass es sich nicht um übliche Nichtlinearitäten von HF-Bauteilen handeln kann, sondern dass benachbarte Codes unterschiedlich oft vorkommen. Die einzig mögliche Ursache, die einen solchen Effekt erzeugt sind DNL-Fehler im ADC. Zur Verdeutlichung zeigt Abbildung 9-2 die Auswirkung von einem DNL Fehler von $+0.15$ LSB im zweitletzten Bit auf die Verteilungsfunktion von weißem Rauschen. Obwohl die Simulation von einem stark vereinfachten Fall mit nur einem DNL-Fehler ausgeht, sind die beiden Kurven beinahe deckungsgleich.

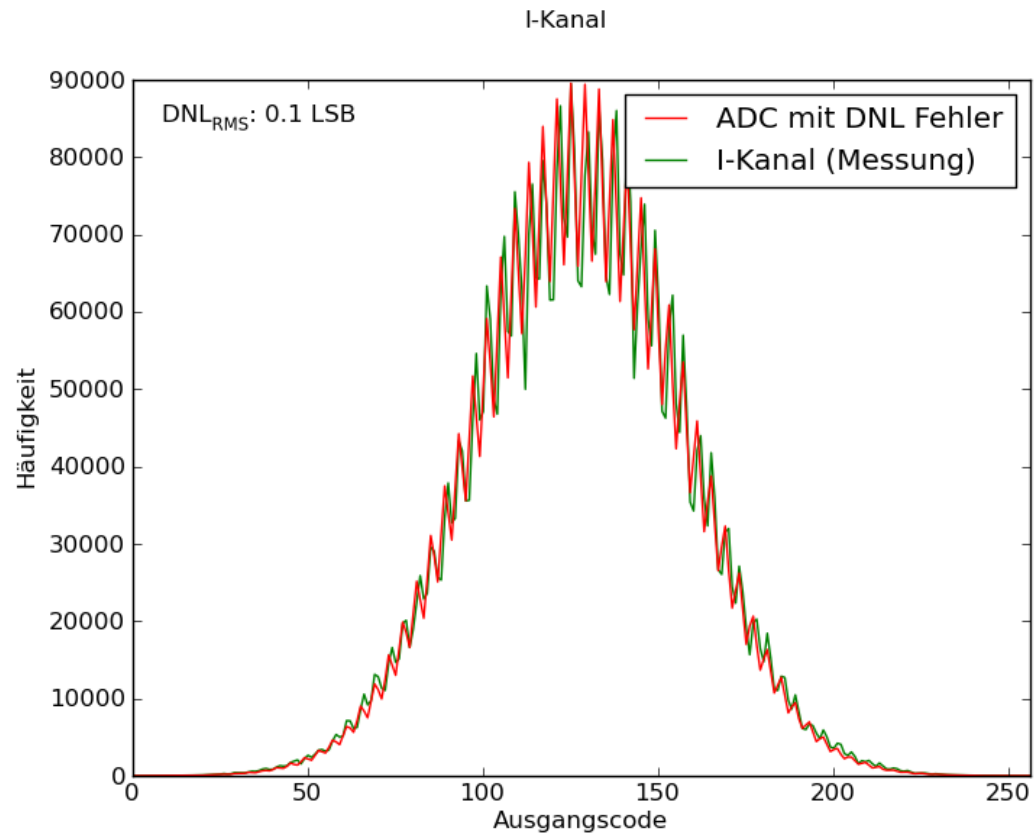


Abbildung 9-2: Histogramm vom I-Kanal des TerraSAR-X im Vergleich zu einer Simulation eines SA-ADC mit einem DNL Fehler.

Dasselbe gilt auch für den Q-Kanal (Abbildung 9-3). Die Verzerrungen im Q-Pfad lassen sich näherungsweise durch einen ADC mit zwei DNL-Fehlern (0.05 LSB im drittletzten und 0.03 LSB im zweitletzten Bit) nachbilden.

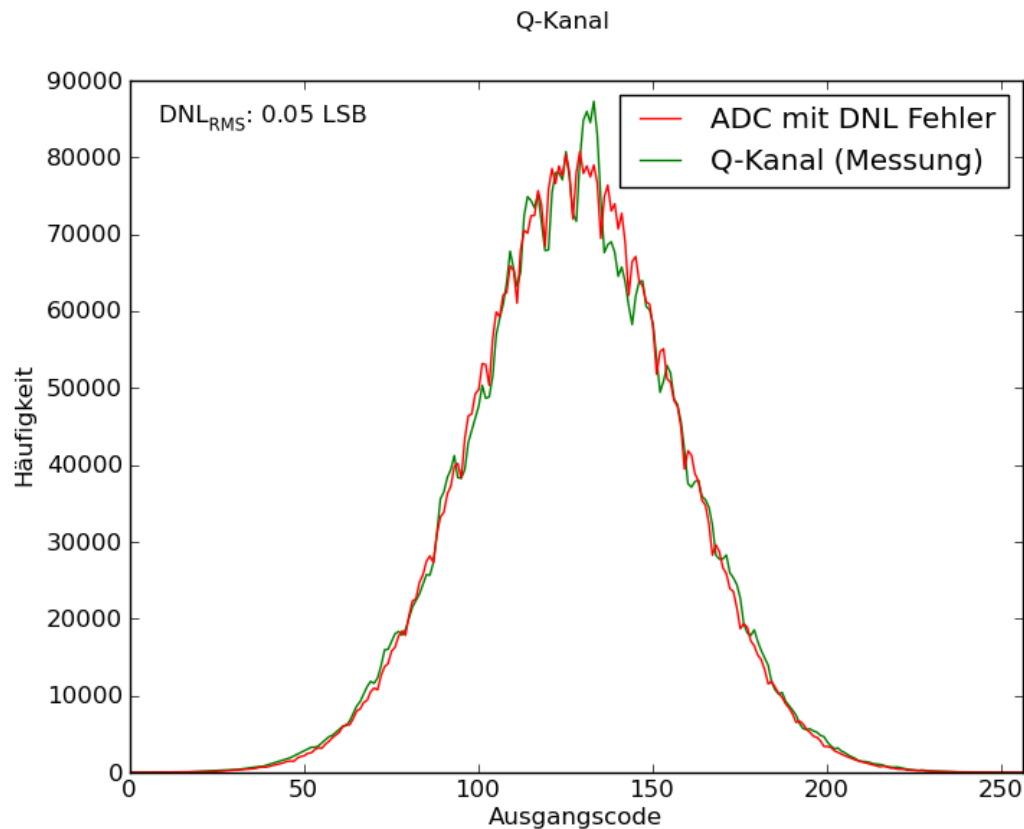


Abbildung 9-3: Histogramm vom Q-Kanal des TerraSAR-X im Vergleich zu einem ADC mit zwei DNL Fehler

Obwohl der Empfängerpfad des Satelliten nicht genauer untersucht wurde, können die Verzerrungen hauptsächlich DNL-Fehlern der ADCs zugeschrieben werden da kein anderes Bauteil mit einer solchen Charakteristik bekannt ist. Während der Einfluss auf das Nutzsignal aufgrund der Prozessierung und der grösseren Signalpegel wahrscheinlich klein ist, bestätigt dieser Vergleich doch den in Abschnitt 7.6.2.2 beschriebenen, grundlegenden Einfluss von DNL-Fehlern. Die Notwendigkeit zur Messung und allenfalls Kompensation der ADC-Fehler wird noch verstärkt durch die Tatsache, dass der verwendete ADC gemäß Datenblatt einen grösseren, typischen DNL-Fehler aufweist als hier simuliert ($\text{DNL}_{\text{RMS}} = 0.2 \text{ LSB}$).

A.VI Messgenauigkeit des NWA

A.VI.1 Einführung

Für die Entwicklung von hochgenauen Transpondern sind präzise Messungen erforderlich. Die Qualität der Messungen hängen dabei von den Messgeräten und dem Messverfahren ab. Während für die Charakterisierung der Bauteile die absolute Genauigkeit der Messungen entscheidend ist, benötigt die Fehlerabschätzung primär stabile Messresultate. Dieses Dokument beschreibt den Messaufbau für präzise, relative S21-Messung³³ wie sie für die Fehleranalyse von kritischen Bauteilen benötigt wird. Als kritische Bauteile sind jene Komponenten des Transponders zu verstehen, welche nicht durch die ICAL kompensiert werden können. Es handelt sich namentlich um Kabel, Koppler, HF-Schalter und Dämpfungsglied im ICAL Zweig.

A.VI.2 Arten von Messfehlern

Die Messfehler können hauptsächlich auf 3 verschiedene Ursachen zurückgeführt werden. Das sind Temperaturdrift, Langzeitdrift und Rauschen. Unter Langzeitdrift sind Variationen über mehrere Minuten zusammengefasst, die sich nicht durch Temperaturkompensation korrigieren lassen. Für Langzeitmessungen stellt Temperaturdrift die größte Fehlerquelle dar.

A.VI.3 Temperaturabhängigkeit

Um die Temperaturabhängigkeit des NWA's korrigieren zu können, müsste idealer Weise die effektive Temperatur des Signalpfades (Kabel und Komponente im NWA) bekannt sein. Da das in der Praxis nicht möglich ist, muss versucht werden die effektive Temperatur durch geeignete Auswahl des Sensors und dessen Position möglichst genau nachzubilden. Als Temperatursensoren standen zwei verschiedene PT100-Elemente zur Verfügung. Sensor3 hat die Form eines dünnen Stabes und reagiert sehr schnell auf Temperaturänderungen während Sensor2 aus einem massiven Metallklotz besteht und dementsprechend träge ist. Mit den Sensoren wurde die Temperatur an 3 verschiedenen Orten gemessen – 50cm entfernt vom NWA auf einem Regal (= Raumtemperatur), mit 1mm Abstand am NWA Gehäuse fixiert (= Umgebungstemperatur), vor den Lüftungsschlitzen des HF-Teils des NWA (= Ablufttemperatur). Die beste Korrelation von Temperaturverlauf und dem über alle Frequenzen gemittelten S21 ergibt sich für die Umgebungstemperatur gemessen mit Sensor3.

³³⁾ Messgerät: Agilent PNA-L 5230A Option 080, 225

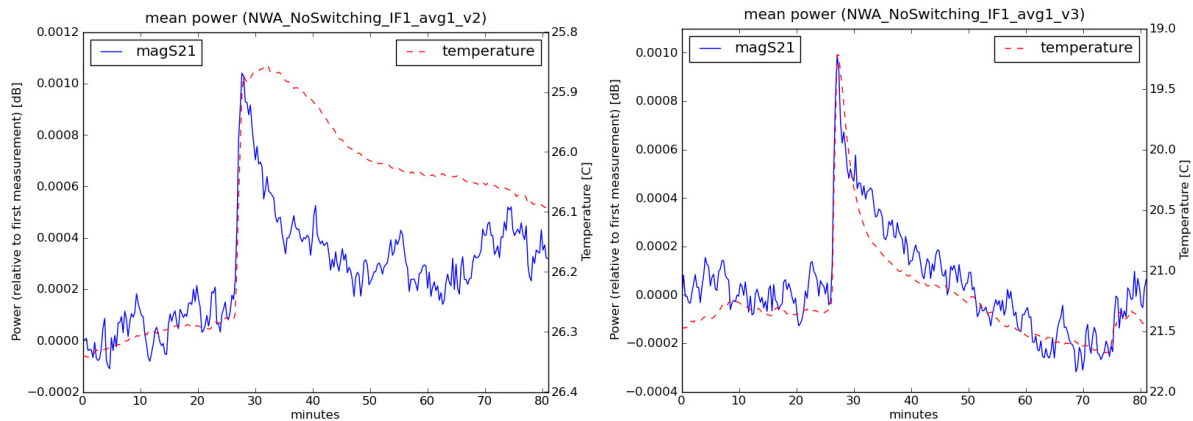


Abbildung 9-4: Der linke Plot zeigt die Veränderung des Transmissionsverhalten (S21) und die Temperaturkurve der Abluft des NWA. Der Plot auf der rechten Seite zeigt ebenfalls S21 aber im Vergleich zur Umgebungstemperatur. Beide Temperaturen wurden mit Sensor 3 gemessen.

Bezüglich der einzelnen Frequenzen ist hingegen ein großer Unterschied ersichtlich. So weist das obere Frequenzband (9.25-10.05GHz) eine mittlere Temperaturabhängigkeit von $-1.7\text{m dB/}^{\circ}\text{C}$ auf, während einzelne Frequenzen unter 200MHz sogar einen positiven Temperaturkoeffizienten haben. Zudem unterliegt die Temperaturabhängigkeit starken Schwankungen. Für die Temperaturkompensation ist es deshalb erforderlich, den Temperaturkoeffizient bei denselben Bedingungen, unmittelbar vor der eigentlichen Messung zu bestimmen.

A.VI.4 Rauschen des NWA

Rauschen bezeichnet die Variation zwischen 2 aufeinanderfolgenden Messungen. Im Gegensatz zu Drift weist es eine gaussische Verteilung auf und kann durch Mittelwertbildung mehrerer aufeinanderfolgenden Messungen oder Wahl einer geeigneten IF-Bandbreite reduziert werden. Die IF-Bandbreite definiert die Bandbreite des digitalen Bandpasses im NWA. Zum Vergleich wurden Messungen mit 1Hz^{34} und 10Hz^{35} IFBW durchgeführt. Das $1-\sigma$ Rauschen liegt für fast alle Frequenzen in der Größenordnung von einem zehntausendstel dB.

³⁴⁾ Kleinstmögliche IFBW des NWA's

³⁵⁾ Die IFBW bei welcher der NWA spezifiziert ist. Siehe Datenblatt

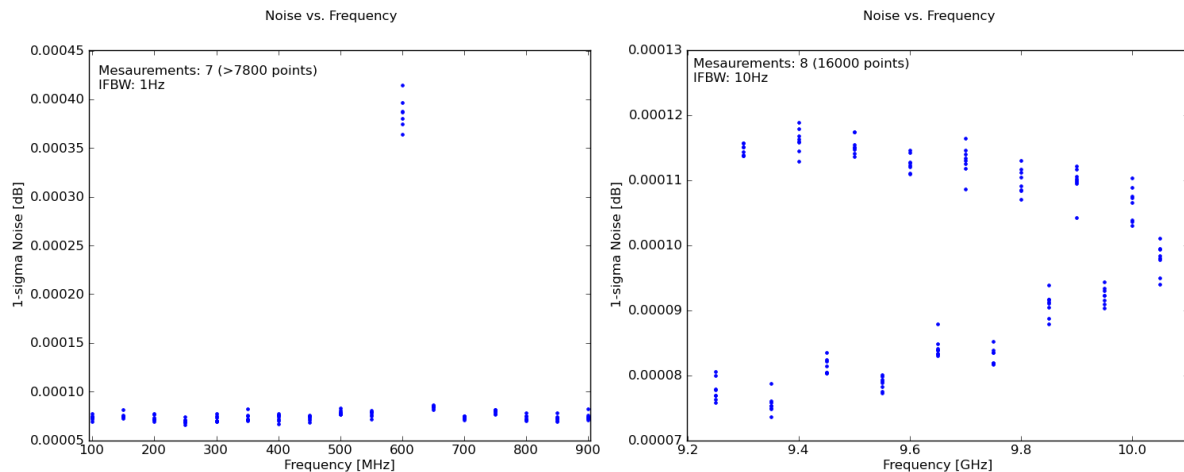


Abbildung 9-5: Der linke Plot zeigt das Rauschen des NWA im Frequenzbereich von 100 MHz bis 900 MHz. Die IF-Bandbreite für die Messung beträgt 1 Hz. Der Plot auf der rechten Seite das Rauschen des NWA im Frequenzbereich von 9.25 GHz bis 10.05 GHz mit einer IF-Bandbreite von 10 Hz.

Auffallend an den Messwerten im Basisband mit 1 Hz IFBW ist der Ausreisser bei 600 MHz. Er ist in allen 7 Messreihen vorhanden und somit ein systematischer Fehler. Da der Effekt bei den Messungen mit 10 Hz IFBW nicht auftritt, muss es sich um FM-Rauschen handeln. Eine wahrscheinliche Ursache für dieses Rauschen ist eine ungenügende Isolation von Analog- und Digitalteil, beziehungsweise einer daraus resultierenden Frequenzmodulation zwischen Takt- und Messsignal. Da die Messungen nicht in einer abgeschirmten Kammer durchgeführt worden sind, könnte die Frequenzvariation auch durch ein anderes elektrisches Gerät verursacht worden sein. Im rechten Bild ist ebenfalls ein Muster erkennbar. Das Rauschen bei ganzzahligen Vielfachen von 100 MHz ist höher als bei den dazwischen liegenden Frequenzen. Es handelt sich dabei um Rauschanteile aus dem Digitalteil, die aufgrund ungenügender Isolation eingekoppelt werden. Da der Unterschied allerdings so gering ist, kann er vernachlässigt werden.

A.VI.5 Messaufbau für kurzzeitige Stabilitätsmessungen

Um das Rauschen möglichst gering zu halten, muss die Messung über einen möglichst langen Zeitpunkt gemittelt werden. Das erhöht jedoch den Fehler durch Temperatur- und Langzeitdrift. Zwischen den beiden Extrema gibt es einen optimalen Punkt, bei dem der Gesamtfehler aufgrund Rauschen und Drift minimal ist. Im folgenden Plot ist der Zusammenhang zwischen der Anzahl gemittelter Messungen n und dem Gesamtfehler aufgetragen. Auffällig ist auch hier die Kurve für 600 MHz. Wegen dem stärkeren Rauschen, ergibt sich ein anderes Optimum. Alle anderen Frequenzen weisen in etwa gleich starkes Rauschen und einen ähnlichen Drift auf, weshalb die Kurven beinahe deckungsgleich sind. Wie bereits erwähnt, hat das Rauschmuster im X-Band fast keinen Einfluss auf den Gesamtfehler.

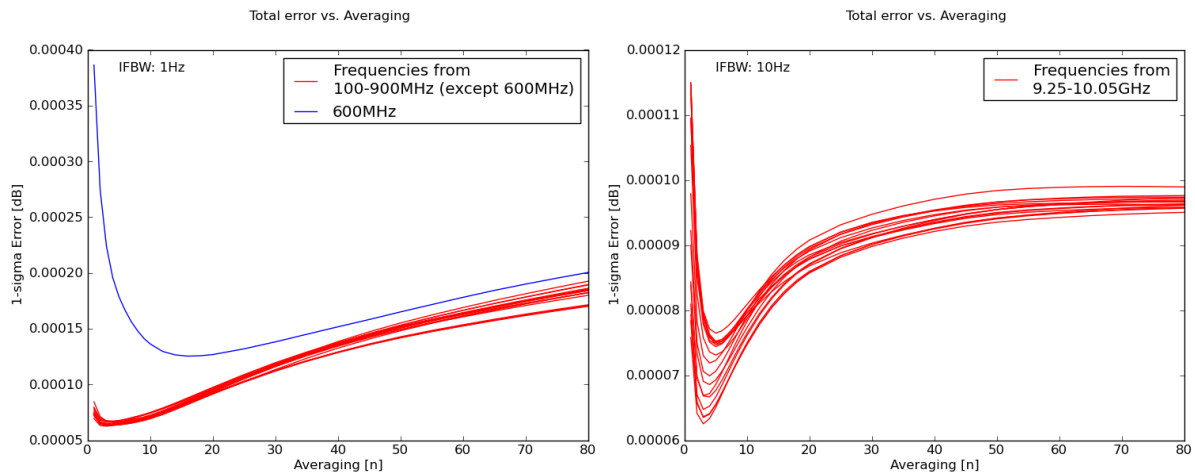


Abbildung 9-6: Fehler vs. Anzahl gemittelter Messungen für 100 MHz bis 900 MHz mit einer Schrittweite von 50 MHz und einer IF-Bandbreite von 1 Hz beziehungsweise 9.25 GHz bis 10.05 GHz mit einer Schrittweite von 50 MHz und einer IF-Bandbreite von 10 Hz.

Um ein konstantes Messergebnis über den ganzen Frequenzbereich zu erhalten, kann entweder der Messpunkt bei 600MHz ausgelassen werden, oder eine andere IF-Bandbreite zwischen 1Hz und 10Hz gewählt werden. Bei den obigen Messergebnissen wurde der Temperaturdrift wegen der kurzen Dauer nicht kompensiert.

A.VI.6 Messaufbau für Langzeit-Stabilitätsmessungen

Um das Langzeitverhalten von kritischen Bauteilen über Jahre extrapolieren zu können, ist eine relative Messgenauigkeit der S-Parameter über eine Woche von mindestens 0.001dB erforderlich. Um diese Vorgabe zu erreichen, muss die Messumgebung konstant sein. Das bedingt, dass der Raum während der ganzen Messdauer geschlossen bleibt und keine Fenster hat. Da das bei den Messungen nicht der Fall war, unterliegen die Messdaten großen Schwankungen. Gut ersichtlich ist das bei 8 aufeinanderfolgenden Messreihen von je einem halben Tag – im folgenden Plot durch unterschiedliche Farben gekennzeichnet. Der Temperaturkoeffizient weist eine so große Streuung auf, dass eine Temperaturkompensation unmöglich ist.

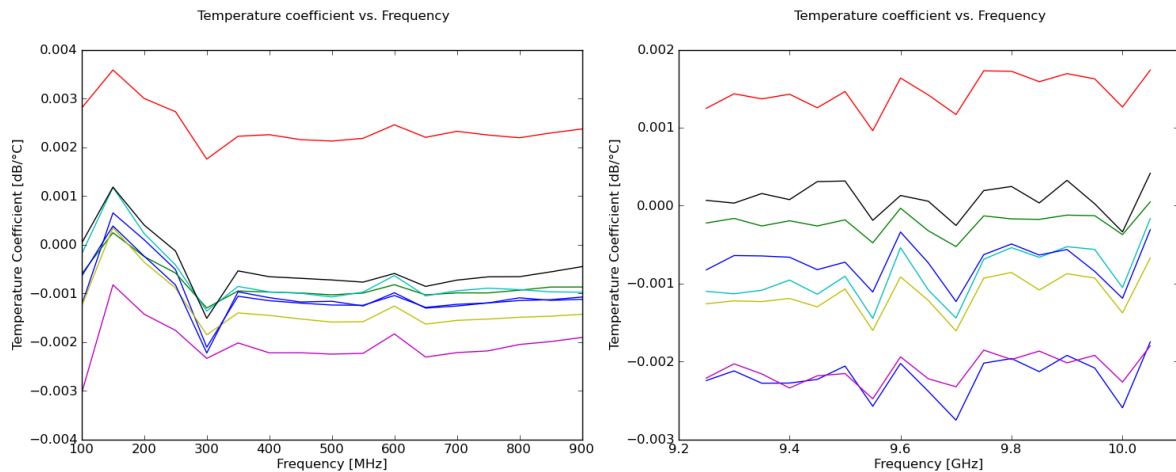


Abbildung 9-7: Temperaturkoeffizient über der Frequenz aufgetragen von 100 MHz bis 900 MHz beziehungsweise 9.25 GHz bis 10.05 GHz mit einer Schrittweite von 50 MHz und einer IF-Bandbreite von 10 Hz.

Ohne Temperaturkompensation weist der NWA innerhalb eines Bereichs von $\pm 1.5^\circ\text{C}$ eine Stabilität von 0.0015dB (1σ) auf. Mit Kompensation verbessert sich die Messunsicherheit im Basisband auf $<0.0002\text{dB}$ (1σ) und im HF-Band auf $<0.0005\text{dB}$ (1σ). Im untenstehenden Plot sind die Frequenzen des Basisbands mit Blautönen dargestellt und die HF-Frequenzen in verschiedenen Rottönen.

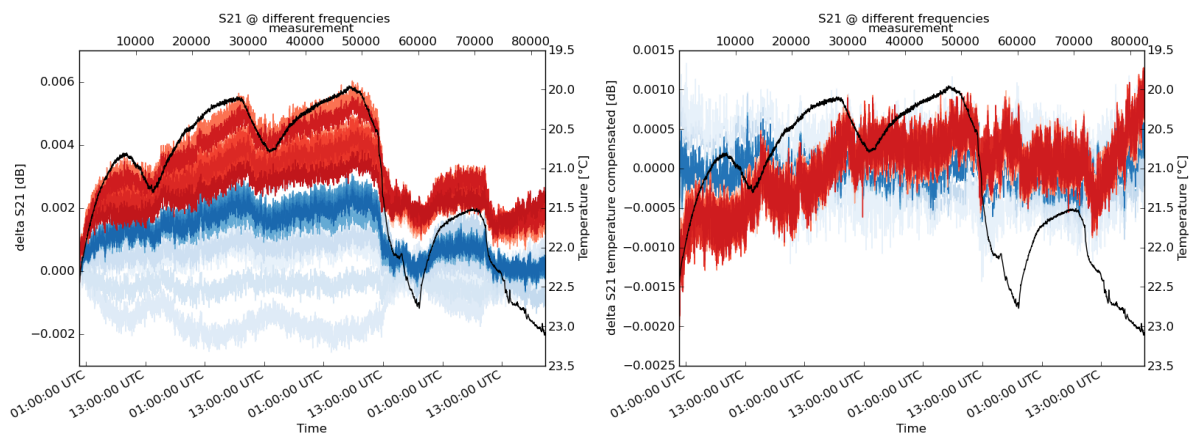


Abbildung 9-8: S21 der einzelnen Frequenzen über 4 Tage. Links: nicht Temperaturkompensiert, rechts: Temperaturkompensiert

A.VI.7 Zusammenfassung

Dieses Dokument beschreibt die Fehler für kurzzeitige und langzeitige Stabilitätsmessungen. Die kurzzeitige Stabilitätsmessung wird hauptsächlich für die Wiederholgenauigkeit von Schaltern benötigt. Ohne Temperaturkompensation ist eine Messgenauigkeit von besser als einem tausendstel dB erreichbar. Die dazu erforderlichen Einstellungen bezüglich Mittelung und IF-Bandbreite sind in der entsprechenden Tabelle angegeben.

Um den Drift von HF-Bauteilen zu bestimmen gelten dieselben Einstellungen. Zusätzlich müssen Änderungen der Temperatur und Luftfeuchtigkeit mitberücksichtigt werden. Für die Langzeitmessungen ist es deshalb erforderlich, dass der Raum über die ganze Messperiode geschlossen bleibt. Wird diese Vorgabe berücksichtigt, kann ein Messergebnis von besser als 5 tausendstel dB erreicht werden.

B Literaturverzeichnis

- [1] B. Huder
Einführung in die Radartechnik
B. G. Teubner, 1999
- [2] M. Skolnik
Radar Handbook
Third Edition, McGraw-Hill Publication Company, 2008
- [3] B. Döring
Technical Requirements Document for TX Development
Draft, DLR Interna, 2009
- [4] DLR Interna
TX-IOCS-TN-RB-4307_Radiometric Accuracy Budget of TerraSAR-X
Version 1.0, 2005
- [5] R.K. Hawkins, L.D. Teany, S. Srivastava, S.Y.K. Tam
Radarsat Precision Transponder
Advanced Space Review Vol.19, No. 9, 1997, pp.1455-1465
- [6] H.D. Jackson, A. Woode
Development of the ERS-1 Active Radar Calibration Unit
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, No. 6, June 1992
- [7] R. Lenz
Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger für satellitengestützte SAR-Missionen
Dissertation, Universität Karlsruhe, 2007
- [8] W.F. Egan
Practical RF System Design
John Wiley & Sons Inc., 2003
- [9] G. Häberle
Tabellenbuch Elektrotechnik: Tabellen, Formeln, Normenanwendung
23.Auflage, Europa-Lehrmittel, 2009
- [10] D.D. Neamen
Semiconductor Physics & Devices
Third Edition, McGraw-Hill, 2003
- [11] E. Schaefer
Zuverlässigkeit, Verfügbarkeit und Sicherheit in der Elektronik
1.Auflage, Vogel-Verlag, 1979
- [12] A. Andreev, M. Raska, V. Holcman, L. Grmela
Ageing of Semiconductor Single Crystals and Metal-Semiconductor Junctions
IEEE Conference Paper for Electronics Technology ISSE '08
- [13] P. Chattopadhyay
Ageing of the metal-semiconductor field effect transistors
Journal of Physics D: Applied Physics, Vol. 31, No. 9, May 1998
- [14] G.F. Franklin, J.D. Powell, E-N. Abbas
Feedback Control of Dynamic Systems
Fifth Edition, Prentice Hall International, 2005

- [15] H.K. Khalil
Nonlinear Systems
Third Edition, Prentice Hall International, 2001
- [16] Agilent Technologies
Coaxial Electromechanical Switches: How Operating Life and Repeatability of Agilent's Electromechanical Switches Minimize System Uncertainty
Application Note 5989-6085EN, Agilent Technologies, 2007
- [17] C.A. Balanis
Antenna Theory: Analysis and Design
Third Edition, Wiley-Interscience, 2005
- [18] W.L. Stutzmann
Estimating Directivity and Gain of Antennas
IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 40, No. 4, August 1998
- [19] N. Ephan, A. Ilsanker, B. Liesenkötter
Rauschen von Satellitenempfangsantennen – Eine Faustregel für Rauschkalkulationen
Sonderdruck aus den Rundfunktechnischen Mitteilungen, 33.Jahrg. (1989), Heft 6
- [20] R.L. Freeman
Radio System Design for Telecommunications
Third Edition, Wiley-IEEE Press, 2007
- [21] W.P. Robins
Phase Noise in Signal Sources – Theory and Applications
Short Run Press Ltd., 1982
- [22] W.R. Bennett
Spectra of Quantized Signals
Bell System Technical Journal, Vol. 27, July 1948
- [23] B. Widrow, I. Kollár, L. Ming-Chang
Statistical Theory of Quantization
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 45, No. 2, April 1996
- [24] W. Kester
Data Conversion Handbook
Newnes, 2005
- [25] N. Gray
ABCs of ADCs – Analog-to-Digital Converter Basics
Third Revision, Application Note, National Semiconductor, June 2006
- [26] Maxim Integrated Products, Inc.
The ABCs of ADCs: Understanding How ADC Errors Affect System Performance
Application Note No. 748, Maxim, April 2001
- [27] J. Blair
Histogram Measurement of ADC Nonlinearities Using Sine Waves
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 43, No. 3, June 1994
- [28] B. Brannon
Overcoming Converter Nonlinearities with Dither
Application Note AN-410, Analog Devices, 1995
- [29] W. Kester
Add Noise Dither to Blow Out ADCs' Dynamic Range
Electronic Design, Analog Applications Supplement, November 1999

- [30] S. Ruscak, L. Singer
Using Histogram Techniques to Measure A/D Converter Noise
Analog Dialogue, Vol. 29-02, 1995
- [31] Agilent Technologies
Optimizing RF and Microwave Spectrum Analyzer Dynamic Range
Application Note 5968-4545E, Agilent Technologies, 2000

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich recht herzlich bei Dr. Ing. Marco Schwerdt bedanken, der mir die Durchführung dieser Masterarbeit in seiner Gruppe Kalibrierung des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt ermöglicht sowie durch sein Engagement für ein unkompliziertes und förderndes Arbeitsumfeld gesorgt hat.

Darüber hinaus gilt ein besonderer Dank meinem Betreuer Dipl. Ing. Björn Döring für die kompetente Unterstützung, die zahlreichen anregenden Diskussionen, seine Geduld und das in mich gesetzte Vertrauen, welche maßgeblich zum Erfolg der Arbeit beigetragen haben.

Gleiches gilt gruppen- und abteilungsübergreifend für die zahlreichen Kollegen und Kolleginnen aus den verschiedensten Fachgebieten, die sich stets die Zeit nahmen mit mir zusammenzusitzen und meine Fragen zu beantworten.

Zum Abschluss möchte ich mich ganz herzlich bei meinen Eltern bedanken, die mich während meiner gesamten Ausbildung immer gefördert und unterstützt und mir dieses Studium überhaupt erst ermöglicht haben.